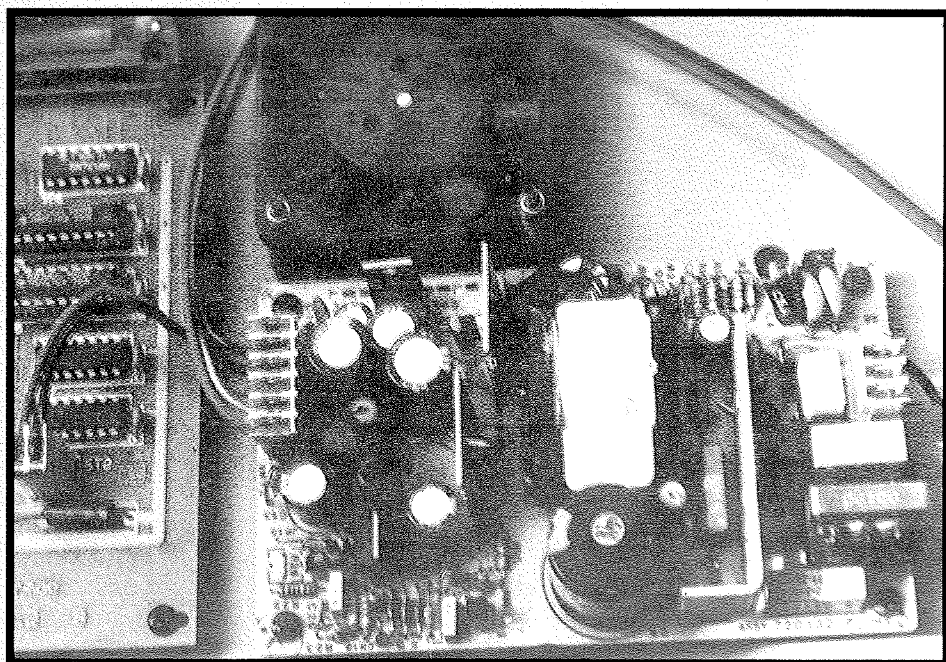
juź 36 stron

NOWY ELEKTRONIK

miesięcznik elektroników 6/93
cena 13.900 zł
nr ind. 367141

MEDITRONIK dla Ciebie



Prosty zasilacz laboratoryjny

W NUMERZE

NOWY ELEKTRONIK

Miesięcznik 6/1993 (45)
Rok czwarty
Czerwiec 1993
Nakład 40.000 egz.
Numer zamknięto 22.04.1993
Cena 1 egz. 13.900 zł
Nr ind. 367141

Wydawca
P.W. „ARTCOM”

Adres redakcji:
82-300 Elbląg, ul. Browarna 85
skr. poczt. 100
tel./fax 34-18-84 wew. 32
tlx 057302

Redagują:
Dariusz Mickiewicz, Wiesława Oleszczuk,
Ryszard Świątkowski – red. naczelny

Stali współpracownicy:
Dariusz Bieńkowski, Jarosław Choma,
Witold Dąbrowski, Robert Krzysztofek,
Andrzej Kusiak, Zbigniew Pędzik,
Sławomir Szczęśniewicz,
Aleksander Rode, Witold Wrotek

Opracowanie graficzne i DTP
P.W. „ARTCOM”
Mariusz Kołtun
Janusz Mikowicz

Naświetlenia:
P.P.N.H. „EXPLONAFT” Sp. z o.o.
01-685 Warszawa, ul. Stachury 4

Druk:
Grudziądzkie Zakłady Graficzne
Grudziądz, ul. Droga Mazowiecka 23

BLANKIET DLA PRENUMERATORÓW

Warunki prenumeraty czasopism technicznych wydawanych przez P.W. „ARTCOM”

1. Przyjęcie – wyłącznie na podstawie wpłaty na blankietach wydrukowanych w miesięcznikach: „NOWY ELEKTRONIK”, „ELEKTRONIK HOBBY” i „ŚWIAT PC – tów” lub na blankietach bankowych z zaznaczeniem tytułu czasopisma.
2. Dane na blankiecie – dokładny i czytelnie napisany adres zamawiającego.
3. Wpłaty – zgodnie z podanymi cenami, należy dokonać w bankach lub placówkach pocztowych.

Pokwitowanie dla Wpłacającego

zł ....
słownie ....
wpłacający ....
dokładny adres

Na rachunek:
P.W. „ARTCOM”
Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

Opłata
zł ....

datownik
podpis przyj.

Pokwitowanie dla Posiadacza r-ku

zł ....
słownie ....
wpłacający ....
dokładny adres

Na rachunek:
P.W. „ARTCOM”
Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

Opłata
zł ....

datownik
podpis przyj.

Pokwitowanie dla Banku

zł ....
słownie ....
wpłacający ....
dokładny adres

Na rachunek:
P.W. „ARTCOM”
Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

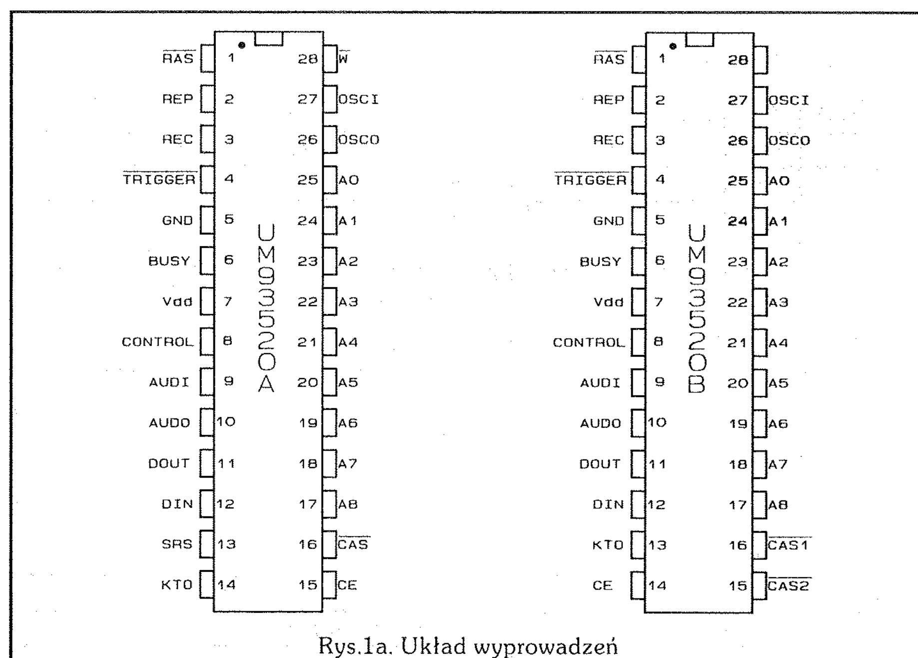
Opłata
zł ....

datownik
podpis przyj.

Układy scalone zapisujące i odtwarzające mowę. Cz.II. Układ UM 93520 A/B współpracujący z pamięcią DRAM

Układ UM 93520 A/B wykonywany jest w technologii CMOS o dużej skali integracji przez firmę UMC. Podobnie jak 93510 korzysta przy zapisie głosu z adaptacyjnej modulacji delta. Dane mogą być przechowywane w dwóch pamięciach DRAM o pojemności 256K każda, które są odświeżane przez specjalny układ. UM 93520 może współpracować z pojedynczą pamięcią DRAM 256K i do wyboru są wtedy dwa zakresy próbkowania: 16KHZ i 22KHz. Natomiast UM 93520B pracuje z dwiema DRAM 256K w związku z czym próbkowanie może mieć wartość 32 KHz. Każda pamięć może przechowywać mowę trwającą 16s dla zakresu próbkowania wynoszącego 16KHz, 11.2s dla 22KHz i 8s dla 32KHz.

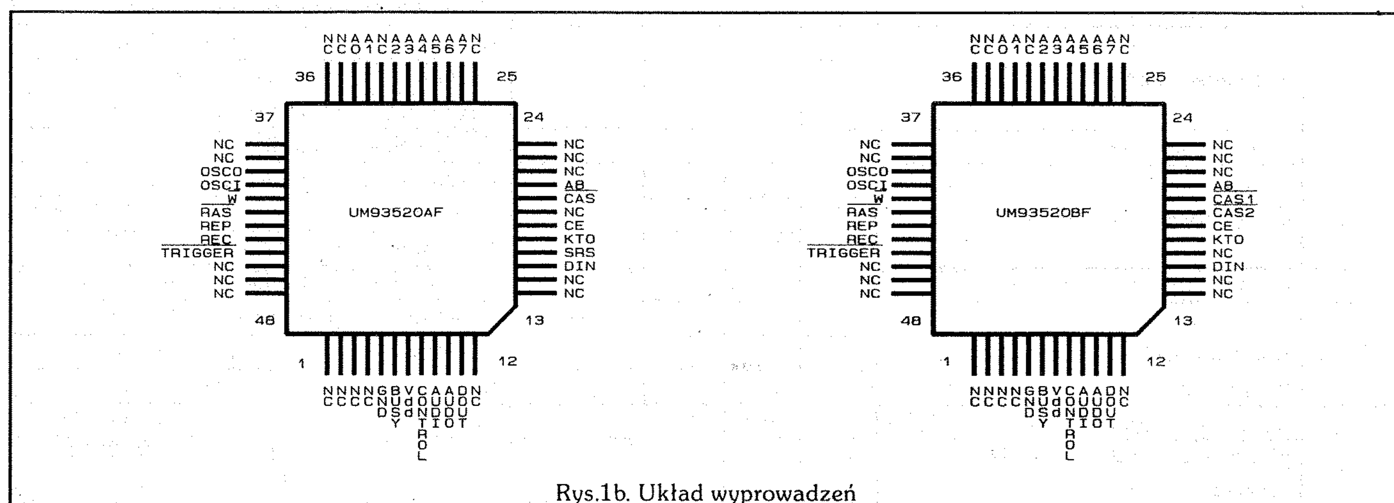
Zegar układu jest podobnie jak 93510 sterowany generatorem wykorzystującym zewnętrzny oscylator kwarcowy 3.579545 MHz. UM 93520 korzysta z pojedynczego źródła zasilania 5V (4.5 ÷ 5.5V). Dostępny jest w obudowie 28-nóżkowej typu DIP (UM 93520 A/B) oraz 48-nóżkowej typu flat (UM 93520 AF/BF).



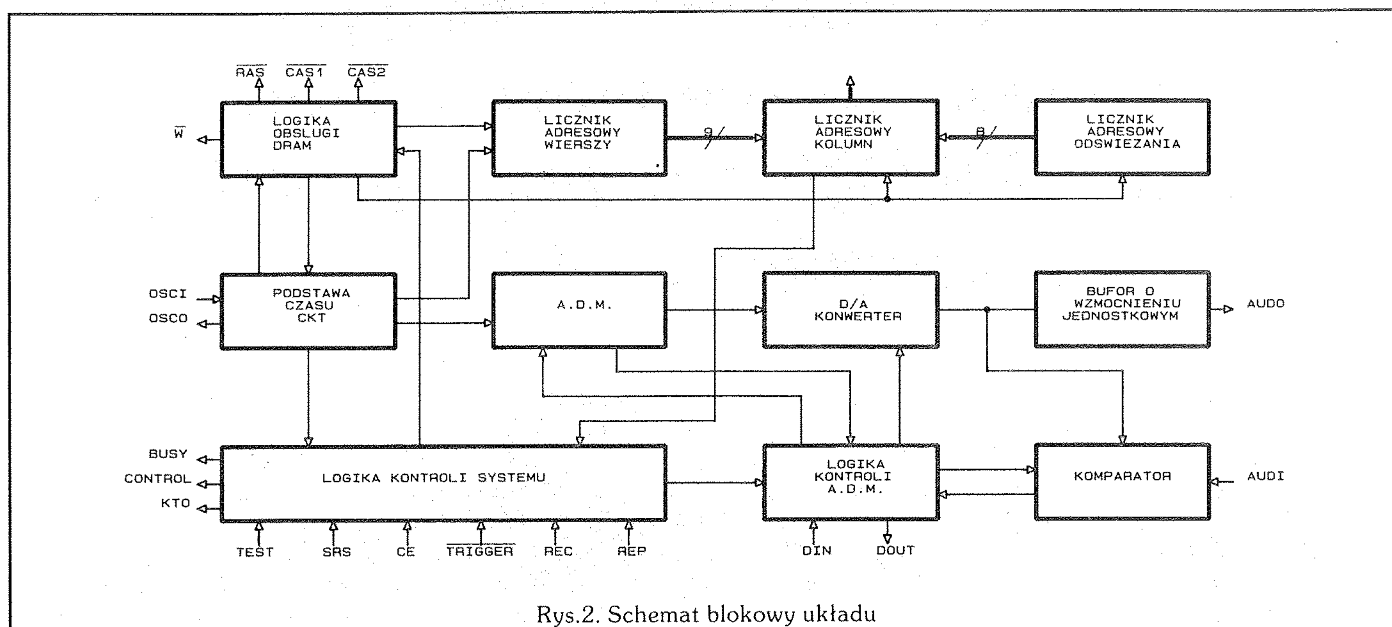
Rys.1a. Układ wyprowadzeń

Opis funkcji

1. Kolejność pracy przy nagrywaniu i odtwarzaniu przedstawia Rys.3
2. Stan spoczynku (Standby)
   Aby chip wprowadzić w stan spoczynku muszą być spełnione następujące warunki:
   a – włączone zasilanie
   b – zakończone działanie w stanach nagrywania, odtwarzania lub zapowiedzi nagrywania
   c – przyczyna przerwania jest wyjaśniona.
3. Nagrywanie i odtwarzanie.
   Przed normalną pracą w kolejności zapowiedź/nagrywanie, zapowiedź musi być nagrana w



Rys.1b. Układ wyprowadzeń



Rys.2. Schemat blokowy układu

Tabela 1

Charakterystyka stałoprądowa
(V_{DD}=5V±10%, T_A=25°C, F_{OSC}=3.579545 MHz) o ile nie zaznaczono inaczej

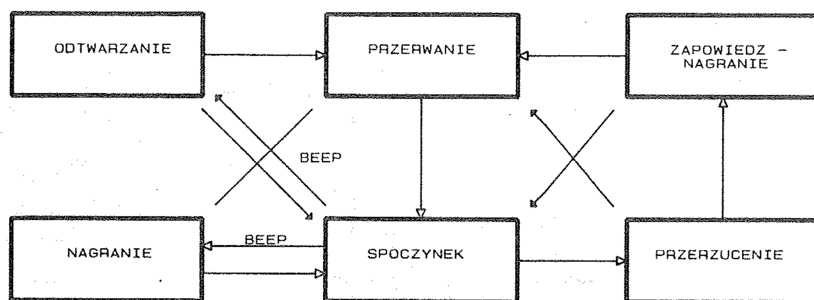
Symbol	Parametr	Min.	Typ	Max.	Jednostka	Warunki
I_{DD}	Prąd spoczynkowy		0.2	1	mA	Wyjście nieobciążone. Wejście nie pobudzane
I_{OL}	Prąd wyjściowy		9		mA	V_{OL}=0.8V
I_{OH}	(CONTROL, BUSY)		9		mA	V_{OH}=2.4V Uwaga: Jest to wartość bezwzględna
V_{OA}	Amplituda wyjściowego sygnału AUDIO		2.2		V_{PP}	R_L=1kΩ
V_{IH}	Napięcie wejściowe	2.4			V	
V_{IL}				0.8		

Tabela 2

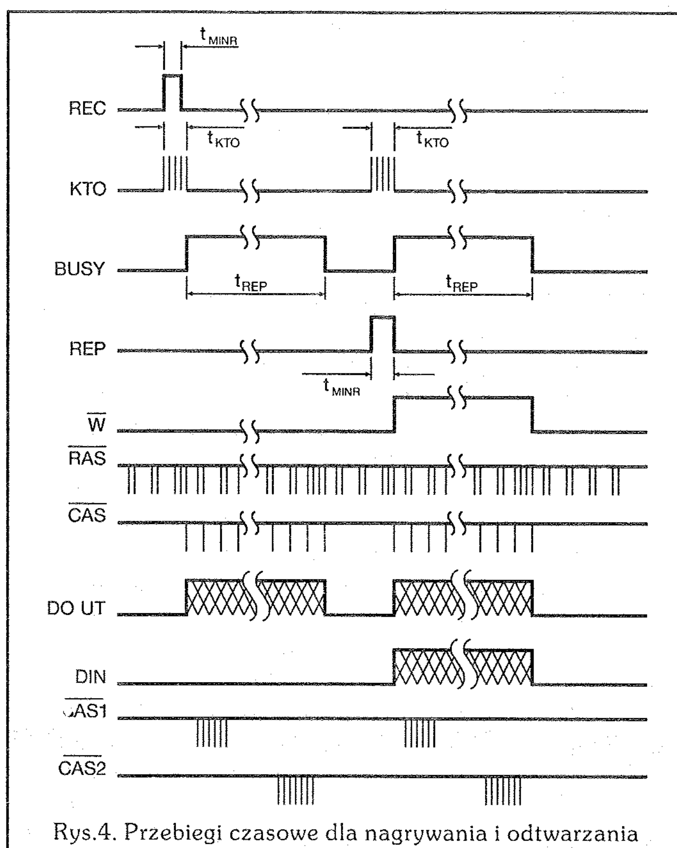
Charakterystyka zmiennoprądowa
V_{DD}=5V, T_A=25°C, F_{OSC}=3.579545MHz

Symbol	Parametr	Min.	Typ	Max.	Jednostka	Warunki
t_{WR}	Szerokość impulsu $\overline{RAS}$		3.9		µs	Częstotliwość próbkowania=32kHz
			3.9			Częstotliwość próbkowania=16kHz
			2.8			Częstotliwość próbkowania=22kHz
t_{WC}	Szerokość impulsu $\overline{CAS}$		1.9		µs	Częstotliwość próbkowania=32kHz
			1.9			Częstotliwość próbkowania=16kHz
			1.4			Częstotliwość próbkowania=22kHz
t_{TRIG}	Czas wyzwolenia		10.75		s	dla dowolnej częstotliwości próbkowania
t_{REP}	Czas odtwarzania i nagrywania		16		s	Częstotliwość próbkowania=32kHz
			16			Częstotliwość próbkowania=16kHz
			11.2			Częstotliwość próbkowania=22kHz
t_{TREC}	Czas nagrywania na taśmę		30.75		s	dla dowolnej częstotliwości próbkowania
f_{KTO}	Częstotliwość na wyjściu KTO (nagrywanie)		1000		Hz	Częstotliwość próbkowania=32kHz
			500			Częstotliwość próbkowania=16kHz
			699			Częstotliwość próbkowania=22kHz
t_{KTO}	Czas trwania sygnału na wyjściu KTO		0.5		s	dla dowolnej częstotliwości próbkowania
t_{MINR}	Minimalna szerokość impulsu na wejściu	280			ms	Dotyczy wejść REC, REP, CE i $\overline{TRIGGER}$

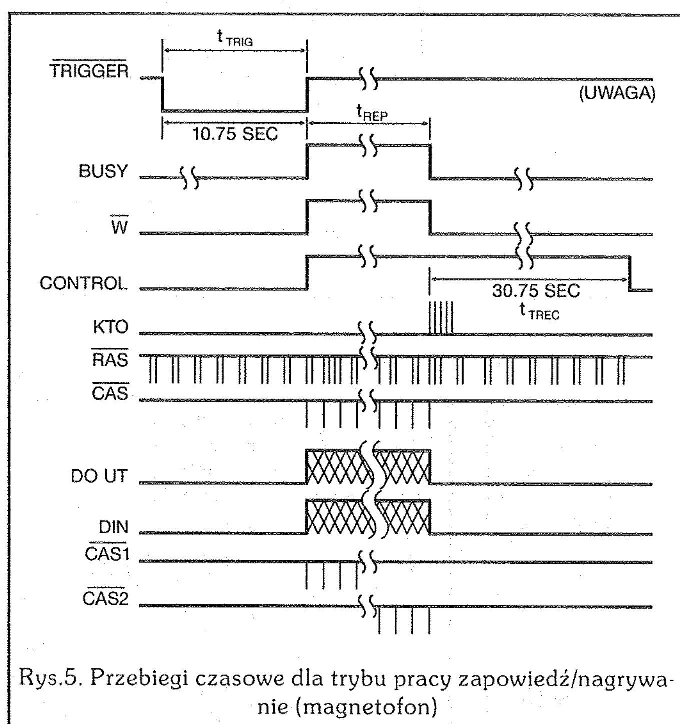
czasie stanu nagrywania. Można to osiągnąć podciągając końcówkę REC do stanu wysokiego, co natychmiast spowoduje wysłanie sygnału "beep" trwającego przez 0.5s z końcówki KTO do wyjścia.
Aby sprawdzić w stanie odtwarzania nagraną wcześniej zapowiedź końcówka REP musi być podciągnięta do stanu wysokiego i tak jak w stanie nagrywania będzie wysłany sygnał "beep".



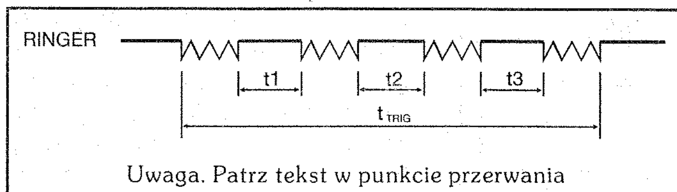
Rys.3. Kolejność operacji wykonywanych przez układ przy nagrywaniu i odtwarzaniu



Rys.4. Przebiegi czasowe dla nagrywania i odtwarzania



Rys.5. Przebiegi czasowe dla trybu pracy zapowiedź/nagrywanie (magnetofon)

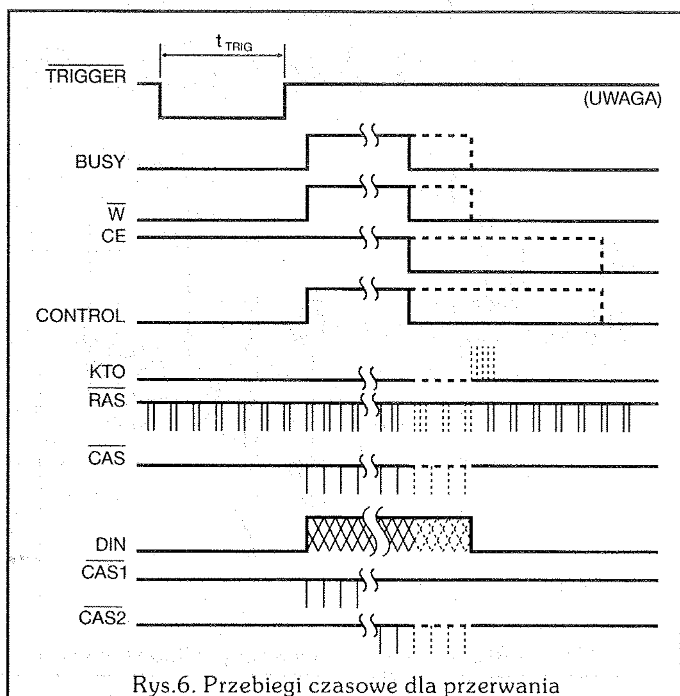


Uwaga. Patrz tekst w punkcie przerwania

Tabela 3

Zależność częstotliwości "beepa" i max. czasu zapisu od częstotliwości próbkowania

Zakres próbkowania	16k	22k	32k
Częstotliwość sygnału "beep"	500Hz	699Hz	1kHz
Czas nagrywania/odtwarzania	16s	11.2s	16s



Rys.6. Przebiegi czasowe dla przerwania

Rys.7. Ogólny układ aplikacyjny

Rys.8. Schemat aplikacyjny (tylko jedna DRAM 256K)

Zapowiedź zostanie wysłana z wyjścia AUDO.

Obydwa stany, nagrywanie i odtwarzanie, mogą być przerwane przez podanie na końcówkę CE stanu niskiego.

Zależność częstotliwości ″beepa″ i maksymalnego czasu nagrywania od częstotliwości próbkowania przedstawia Tabela 3.

4. Zapowiadanie i nagrywanie (na magnetofon).

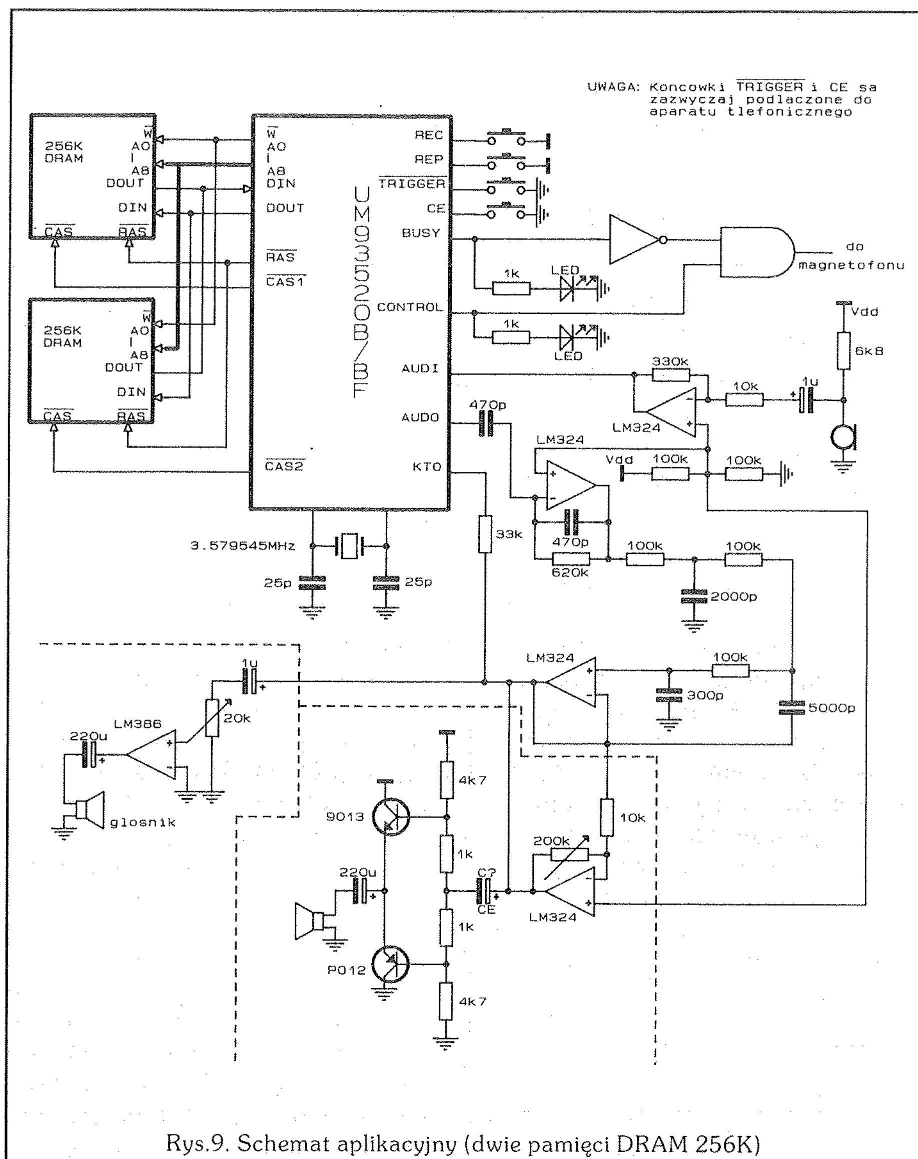
   Stan zapowiadanie/nagrywanie jest wyzwalany kiedy sygnał dzwonienia z pętli abonenta przychodzi dłużej niż 10.75s bez przerwy. W tym stanie każda wcześniej nagrana zapowiedź będzie wysłana. Końcówki BUSY i CONTROL sterują magnetofonem przygotowanym do nagrania informacji słownej nie dłużej niż 30.75s. Nagrywanie rozpoczyna się z chwilą osiągnięcia przez te końcówki stanu wysokiego. Ponadto wysłany będzie sygnał ″beep″ tak jak widać to na wykresach czasowych.

5. Przerwanie.

   Są dwa sposoby wprowadzenia stanu przerwania:

   a – obniżenie stanu końcówki CE z wysokiego na niski

   b – brak sygnału wyzwalania przez dłużej niż 4s podczas stanu przerzucania.



Rys.9. Schemat aplikacyjny (dwie pamięci DRAM 256K)

Końcówka $\overline{TRIGGER}$ jest normalnie podłączona do detektora dzwonka telefonicznego. t_{TRIG} oznacza czas trwania po podaniu pierwszego sygnału. Jeżeli przerwa między dwoma dzwonkami przekracza 4s, czas trwania przerzucania ponownie będzie liczony od zera. Przerzucanie zaczyna więc działać wtedy, gdy $t_{TRIG} \geq 10.75s$, a pauza (t_1, t_2, t_3) musi być krótsza od 4s.

Maksymalne parametry eksploatacyjne:

Napięcie zasilania (V_{DD})	-0.3V do 6V
Napięcie wejściowe (V_{IN})	-0.3V do V_{DD}+0.3V
Napięcie wyjściowe (V_{OUT})	-0.3V do V_{DD}+0.3V
Temp. pracy (T_{OP})	-40°C do +125°C
Temp. przechowywania (T_{STG})	-40°C do +125°C

Układ dostępny jest w firmie **MEDITRONIK**

Witold Dąbrowski

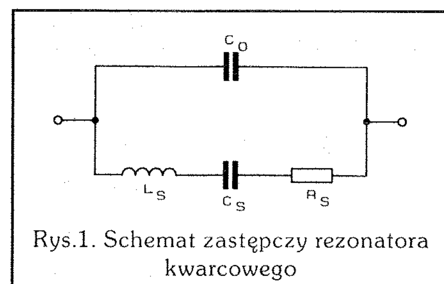
Opracowano na podstawie: materiałów reklamowych nadesłanych przez firmę

MEDITRONIK
ul.Dzika 4
00-194 Warszawa
tel.(02) 6352263, 6352264
fax.(02) 6352195
tlx. 816075

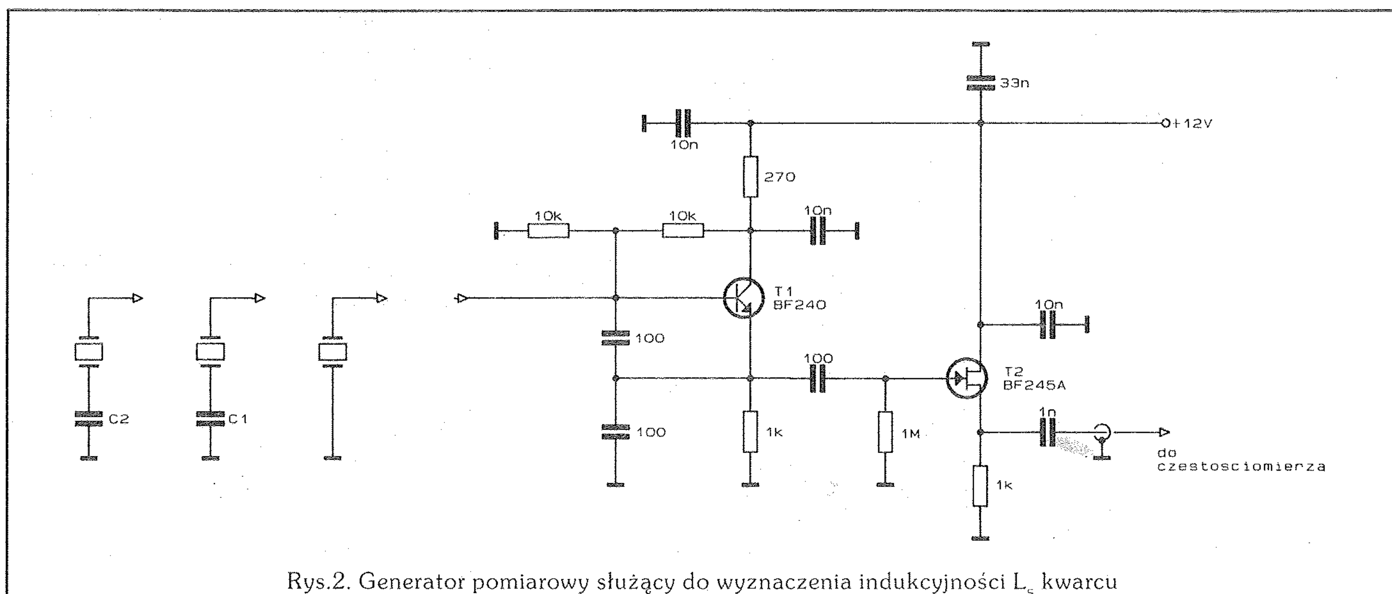
Projektowanie kwarcowych filtrów drabinkowych

Na podstawie literatury [1,2] i własnego doświadczenia pragnę zapoznać Czytelników z prostym i niezawodnym sposobem obliczania kwarcowych filtrów drabinkowych.

Na Rys.1 przedstawiono schemat zastępczy rezonatora kwarcowego. Do obliczenia filtru drabinkowego niezbędna jest znajomość indukcyjności L_S. Sama informacja o częstotliwości rezonansu szeregowego kwarcu jest niewystarczająca, ponieważ tę samą częstotliwość można uzyskać przy różnym stosunku L_S do C_S. Kwarce wchodzące w skład filtru drabinkowego muszą być tego samego typu i o tej samej częstotliwości nominalnej. Mierząc częstotliwość generatora (Rys.2) kolejno z każdym kwarcem różnica częstotliwości nie powinna być większa niż kilkadziesiąt Hz dla filtru telegraficznego i kilkaset Hz dla filtru FM. Następnie należy zmierzyć częstotliwość generatora: f z samym kwarcem, f1 z kondensatorem C1 (np. 15 pF) włączonym w szereg z kwarcem oraz f2 z konden-



Rys.1. Schemat zastępczy rezonatora kwarcowego



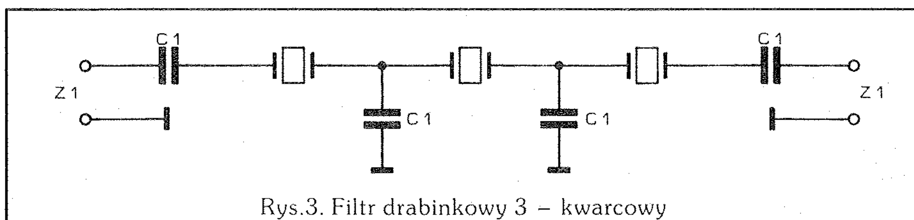
Rys.2. Generator pomiarowy służący do wyznaczenia indukcyjności L_s kwarcu

satorem C2 (np. 27 pF) włączonym w szereg z kwarcem. Dla większej dokładności można przeprowadzić kilka pomiarów f1 i f2 dla różnych C1 i C2 (kondensatory nie powinny mieć gorszej tolerancji niż 5%), a następnie obliczyć średnią arytmetyczną. Z podanego poniżej wzoru należy obliczyć indukcyjność L_s kwarcu:

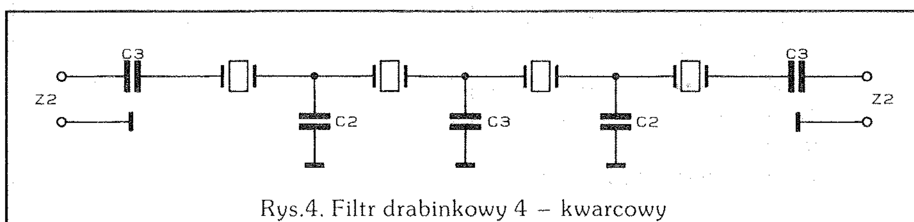
$$L_s = \frac{12665\,(f1-f2)}{f\,(f1-f)\,(C2-C1)} \quad [kHz, pF, H]$$

Poniżej podano wzory na obliczanie pojemności i impedancji dla 3, 4 i 6-cio kwarcowych filtrów Butterwortha (z płaską charakterystyką w paśmie przenoszenia kosztem współczynnika kształtu – filtr odpowiedni dla telegrafii) oraz dla 3, 4 i 6-cio kwarcowych filtrów Czebyszewa (odpowiednich dla SSB, AM i FM) z maksymalnym zafalowaniem charakterystyki w paśmie przenoszenia równym 0,3 dB.

n	Filtr Butterwortha	Filtr Czebyszewa
	wszystkie miana w kHz, Ω, H i pF	
3	Z1= 6283 LB	Z1= 4671 LB
	C1= 35822/fLB	C1= 31383/fLB
4	Z2= 8209 LB	Z= 5483 LB
	C2= 30126/fLB	C2= 33354/fLB
	C3= 46810/fLB	C3= 38325/fLB
6	Z3= 12139 LB	Z3= 4920 LB
	C4= 21670/fLB	C4= 35383/fLB
	C5= 41867/fLB	C5= 42909/fLB
	C6= 48938/fLB	C6= 47570/fLB
	C7= 38891/fLB	C7= 138112/fLB



Rys.3. Filtr drabinkowy 3 – kwarcowy



Rys.4. Filtr drabinkowy 4 – kwarcowy

Schematy filtrów przedstawiono na Rys. 3, 4 i 5. Maksymalna szerokość pasma przenoszenia filtru drabinkowego nie może przekraczać 1/1000 częstotliwości nominalnej kwarców. Przy kwarcach owertonowych filtr będzie pracował na częstotliwości podstawowej.

gdzie L= L_s, a B– pasmo przenoszenia filtru.

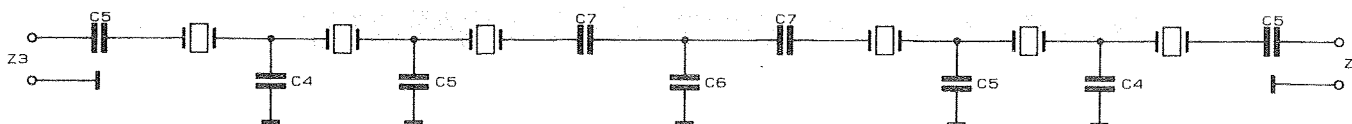
Czasami może okazać się korzystna zamiana w filtrze drabinkowym pierwszej i ostatniej pojemności z szeregowej na równoległą (patrz Rys.6). Zamiana taka powoduje wzrost impedancji wejściowej i wyjściowej filtru. Przeliczniki transformacji C w C' (C' będzie zawsze mniejsza od C) oraz Z w Z' (Z' będzie zawsze większa od Z) dla filtrów 3, 4 i 6-cio kwarcowych zawiera zamieszczona poniżej tabela:

n	3	4	6
C'/C	0.47	0.49	0.5
Z'/Z	3.0	2.5	2.4

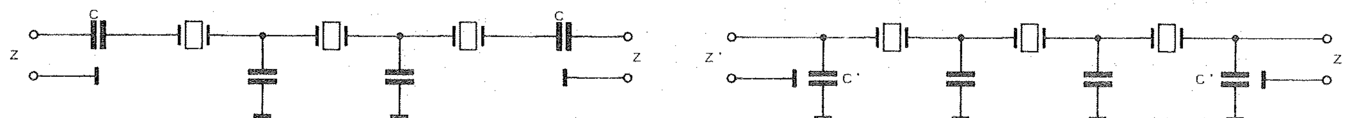
Szczególnie prosty filtr 6-cio kwarcowy (wszystkie pojemności mają tę samą wartość) można uzyskać przez "złożenie" dwu filtrów 3-kwarcowych (Rys.7).

Przykład:

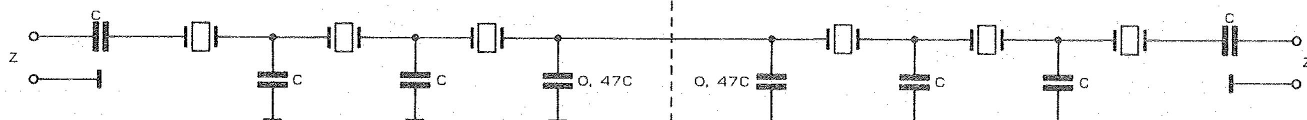
Zmierzono indukcyjność L_s kwarców 4.43 i 8.86 MHz stosowanych w telewizyjnych dekoderach



Rys.5. Filtr drabinkowy 6 – kwarcowy



Rys.6. Zamiana w filtrze drabinkowym pierwszej i ostatniej pojemności z szeregowej na równoległą

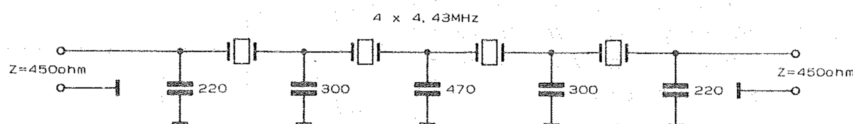


Rys.7. Filtr 6 – cio kwarcowy otrzymany przez „złożenie" dwu filtrów 3 – kwarcowych

systemu PAL i otrzymano:
L_S= 0.09 H dla kwarców 4.43 MHz i
L_S= 0.013 H dla kwarców 8.86 MHz.

Dla przedstawionego na Rys.8 i zaprojektowanego wg opisanej powyżej metody czterokwarcowego filtru telegraficznego wykonanego z kwarców 4.43 MHz otrzymano pasmo przenoszenia B=300 Hz, przy tłumieniu w paśmie przenoszenia 12 dB i tłumieniu w paśmie zaporowym ok. 40 dB. Zmierzona środkowa częstotliwość pasma przenoszenia wynosiła 4432,6 kHz, a $Z_{WE}=Z_{WY}$= 430Ω.

Natomiast dla przedstawionego na Rys.9 6–cio kwarcowego filtru SSB wykonanego z kwarców 8.86 MHz otrzymano pasmo przenoszenia B= 2.8 kHz przy tłumieniu w paśmie zaporowym ok. 50 dB,



Rys.8. Telegraficzny filtr 4 – kwarcowy (B=300Hz) wykonany z kwarców 4.43MHz

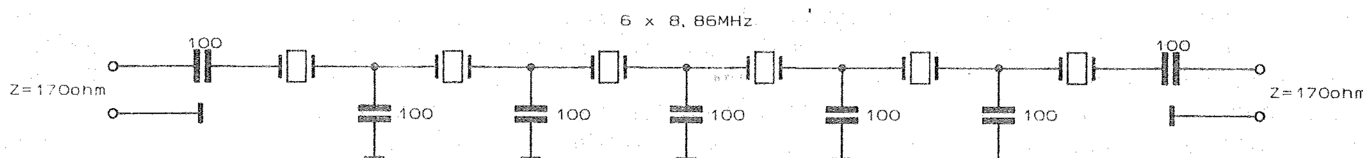
$Z_{WE}=Z_{WY}$= 170Ω, f_{USB}= 8863.3 kHz, a f_{LSB}= 8866.7 kHz. Zastosowane kwarce 8.86 MHz, z powodu stosunkowo małej wartości L_S, nie nadają się do konstruowania filtrów telegraficznych. Filtr CW o paśmie przenoszenia 600 Hz wykonany z tych kwarców posiadał tłumienie w paśmie przenoszenia przekraczające 20 dB!

LITERATURA

[1] Zalneraukas W. UP2NV: „Radio" nr 1,2/1982, 5/1983

[2] Langner H.R. Y27YO: „Funkamateur" nr 1/1985

Andrzej Kusiak



Rys.9. 6 – cio kwarcowy filtr SSB (B=2.8kHz) wykonany z kwarców 8.86MHz

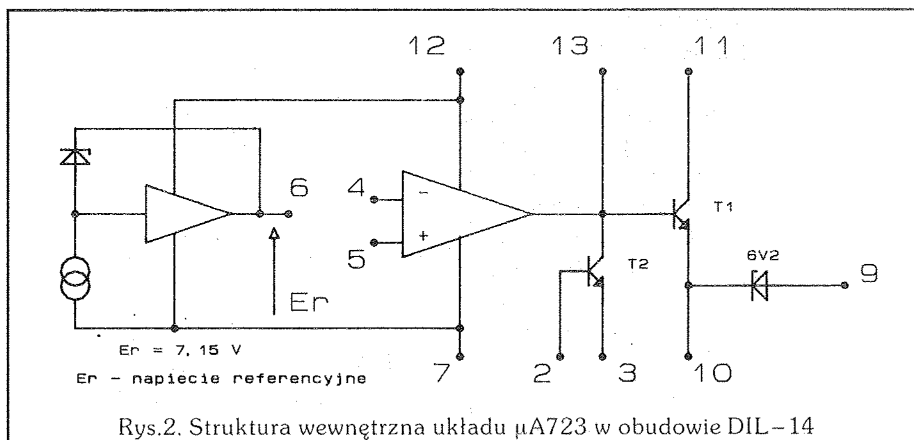
Prosty zasilacz laboratoryjny

Prosty zasilacz laboratoryjny (rys.1) wykonano z myślą o uruchamianiu układów cyfrowych TTL i CMOS, prostych układów analogowych oraz do zasilania zestawu samodzielnie wykonanych przyrządów pomiarowych. Dostarcza trzech napięć: ±15V/1A i +5V/3A (w szczycie do 5A).

Zasilacz napięć ±15V wykonano w oparciu o typowe stabilizatory monolityczne (US2, US3) UL7515 (LM7815, MAA7815 itp.) w obudowach TO-3. Stabilizatory te posiadają zabezpieczenie nadprądowe z prostokątną charakterystyką (próg ograniczania ok.1,5A) oraz zabezpieczenie termiczne (stabilizator wyłącza się, gdy temperatura struktury osiągnie wartość 150 stopni Celsjusza). Kondensatory C4, C5 zabezpieczają stabilizatory (US2, US3) przed wzbudzeniem. Powinny być one zamontowane jak najbliżej obudów US2, US3 (np. lutowane bezpośrednio do nóżek). Przewody łączące kondensatory elektrolityczne (C2, C3) ze stabilizatorami powinny być w miarę możliwości jak najkrótsze i mieć średnicę nie mniejszą niż 0,7 mm.

Zasilacz +5V zbudowany jest w oparciu o uniwersalny stabilizator scalony typu μA723 (odpowiednik krajowy ULY7523N). Stabilizator ten spotykany jest w obudowie dwurzędowej (DIL-14) – μA723N, lub bardzo rzadko w obudowie okrągłej TO-74. Oznaczenia na schemacie dotyczą obudowy dwurzędowej. Odpowiadające sobie wyprowadzenia obu rodzajów obudów przedstawione są poniżej (porównaj rys.2):

DIL-14	TO-74	nazwa	funkcja
1	–	NC	nie używany
2	10	CL	baza tranzystora zabezpieczenia nadprądowego T2
3	11	CS	emiter tranzystora zabezpieczenia nadprądowego T2
4	2	INV	wejście odwracające wzmacniacza błędu
5	3	N.I.	wejście nie odwracające wzmacniacza błędu
6	4	VREF	wyjście napięcia wzorcowego (referencyjnego, ok.7,15 V)
7	5	V	masa
8	–	NC	nie używany
9	–	VZ	anoda pomocniczej diody Zenera (występującej tylko w wersji, w obudowie DIL-14)
10	6	VO	napięcie wyjściowe (stabilizowane), a fizycznie: emiter tranzystora szeregowego T1 (połączony z katodą pomocniczej diody Zenera)
11	7	VC	napięcie wejściowe, a fizycznie kolektor tranzystora szeregowego T1
12	8	VCC	napięcie zasilania układu scalonego (≥9V)
13	9	CP	baza tranzystora szeregowego T1, połączona z kolektorem tranzystora zabezpieczenia nadprądowego T2
14	–	NC	nie używany



Rys.2. Struktura wewnętrzna układu μA723 w obudowie DIL-14

Układ US1 zasilany jest (pin 12) napięciem stabilizowanym +15V z wyjścia stabilizatora US2. Jest to rozwiązanie optymalne dla układu scalonego typu 723, zapewniające osiągnięcie bardzo dobrych parametrów stabilizacji. Kondensator C7 powinien być zamontowany w pobliżu obudowy US1. Jeżeli zdecydujemy się wykonać zasilacz +5V w wersji samodzielnej (bez zasilacza ±15V), wówczas pin 12 (US1) należy zewrzeć z pinem 11.

Dzielnik R9, R10 określa wartość napięcia wyjściowego zasilacza. Dokładną wartość napięcia wyjściowego ustawiamy przez korekcję wartości rezystora R9 bądź R10. W przypadku, gdy zasilacz wykazuje tendencję do wzbudzania się, należy zwiększyć wartość kondensatora C8 (kompensacja częstotliwościowa). Rezystor R14 (130mΩ/20W) pełni funkcję czujnika prądowego w obwodzie zabezpieczenia nadprądowego o prostokątnej charakterystyce i progu ograniczania ok. 5 A. Rezystor R14 wykonany jest z czterech oporników 0,5W/5W połączonych równolegle. Wartość progu ograniczania wyraża się przybliżonym wzorem:

$$I_{OGR}[A] = 0,65/R[\Omega]$$

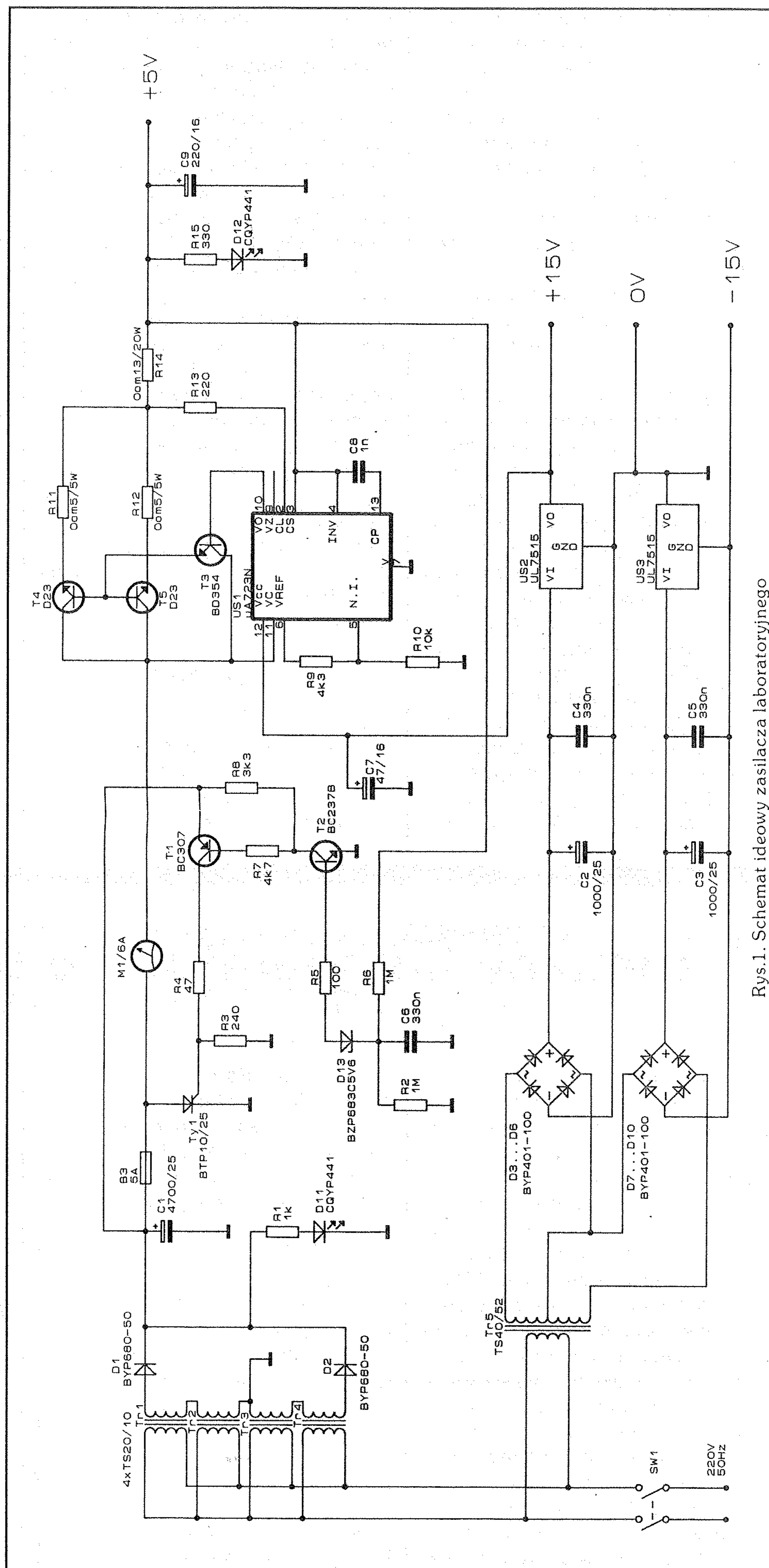
Szeregowym elementem regulacyjnym zasilacza jest tranzystor mocy w układzie Darlingtona złożony z T3 (tranzystor sterujący – zamiast BD354 można użyć BDP281 lub nawet BD135) i dwóch połączonych równolegle tranzysto-

rów dużej mocy T4, T5 (zastosowano elementy z tzw. serii pozakatalogowej: D–23, katalogowe BDY–23; można użyć 2N3055, BDP281 itp.). Posobniki R11, R12 (0,5Ω/5W) służą do wyrównania (równomiernego rozpływu) prądów kolektorowych tranzystorów T4, T5, co kompensuje wpływ różnych wartości współczynnika wzmocnienia prądowego ß. Mimo stosowania posobników korzystnie jest (o ile mamy taką możliwość), wstępnie ˝sparować˝ tranzystory T4 i T5. Pomiarów ß najlepiej dokonać dla dwóch różnych prądów kolektora, np. 100mA i 1A.

Tyrystor Ty1 oraz elementy: T1, T2, D13, R2...R8, C6 tworzą układ zabezpieczenia nadnapięciowego z tzw. forsowaniem prądu bezpiecznika. Wzrost napięcia na wyjściu zasilacza (spowodowany np.: uszkodzeniem US1 lub któregoś z tranzystorów mocy) do wartości 6,5V, spowoduje załączenie klucza tranzystorowego T1, T2 i podanie na bramkę tyrystora poprzez rezystor R4 pełnego napięcia z kondensatora C1. Tyrystor zostanie włączony, co da w efekcie szybkie spalenie bezpiecznika B3. O zasadniczej wartości progu zadziałania zabezpieczenia decyduje suma napięć (5,6 + 0,7 = 6,3 V): przebicia diody Zenera D13 (5,6V) i napięcia na złączu emiterowym tranzystora T2 (ok. 0,7 V). Korekcję wartości progu, w niewielkim zakresie, uzyskuje się przez zmianę wartości rezystora R6.

Bardzo użyteczny jest miernik prądu wyjściowego (M1). Zastosowano tu prosty i niedrogi elektromagnetyczny amperomierz o zakresie 6A.

Omówienia wymaga sprawa chłodzenia elementów mocy. Tylną ściankę obudowy zasilacza stanowi płyta z blachy duraluminiowej grubości 3mm, o wymiarach 23 x 10 cm. Przykręcone są do niej bezpośrednio stabilizatory US2 i US3 oraz tranzystor T3. Do płyty przykręcony jest dodatkowo radiator z kształtki ożebrowanej (wymiary:



Rys.1. Schemat ideowy zasilacza laboratoryjnego

7,5 x 9 cm i wysokość żeber 2,5 cm), na którym zamocowane są tranzystory mocy (T4, T5). Wszystkie elementy wyposażone są w mikowe podkładki i starannie elektrycznie odizolowane od radiatora. Diody D1, D2 zamocowane są na płytce drukowanej zasilacza i każda wyposażona jest we własny radiatorek z paska miedzianej blachy grubości 1mm i powierzchni 12 cm^2. Tyrystor Ty1 nie wymaga jakiegokolwiek radiatora i zamocowany jest bezpośrednio do płytki drukowanej.

Budując zasilacz uniknięto kłopotliwego nawijania transformatora sieciowego, stosując standardowe transformatory: w zasilaczu +5V – cztery połączone szeregowo TS20/10 (można zastosować transformator o mocy ok. 80VA, z dzielonym lub dwoma uzwojeniami wtórnymi, z których każde powinno zapewnić napięcie 10V przy prądzie obciążenia 3A), w zasilaczu ±15V – TS40/52 (2 x 20V/1A).

Uruchomienie zasilacza nie powinno sprawić kłopotów. Zmontowany ze sprawnych podzespołów powinien działać prawidłowo od razu. Zasilacz obciążamy nominalnymi prądami (+5V/3A, +15V/1A, –15V/1A) i sprawdzamy czy nie ma on tendencji do wzbudzania się. Jeżeli nie dysponujemy oscyloskopem, stan "wzbudzony" rozpoznamy po tym, że woltomierz DC podłączony na wyjściu wskaże napięcie znacznie niższe od oczekiwanego, najczęściej równe w przybliżeniu połowie spodziewanego (np. zamiast 5V, tylko 2,5V). Usuwamy wzbudzenia w pierwszej kolejności przez skrócenie i zwiększenie przekrojów przewodów wysokoprądowych i weryfikację prowadzenia masy, w drugiej przez zwiększenie pojemności odpowiednich kondensatorów (tj. C8, C4, C5).

Jeżeli dysponujemy woltomierzem cyfrowym możemy pokusić się o pomiar rezystancji wyjściowej zasilacza (dla każdego z wyjść). Mierzymy napięcie wyjściowe dla dwóch różnych prądów obciążenia (np. 100mA i 1A) i wyznaczamy rezystancję:

$$r_{WY}[\Omega] = \Delta U[V] / \Delta I[A]$$

gdzie:

$\Delta U = U1-U2$ – różnica napięć z pierwszego i drugiego pomiaru

$\Delta I = I2-I1$ – różnica prądów obciążenia z drugiego i pierwszego pomiaru (w naszym przykładzie: $\Delta I=1-0,1=0,9A$)

Rezystancja wyjściowa powinna być dodatnia, tzn. napięcie wyjściowe w miarę wzrostu prądu obciążenia powinno mieć tendencję malejącą. Gdy tendencja ta jest rosnąca (ujemna rezystancja wyjściowa!), zachodzi poważne podejrzenie, że zasilacz pracuje na granicy wzbudzenia. Należy wówczas podjąć działania takie, jak w przypadku wzbudzenia i ponownie sprawdzić rezystancję.

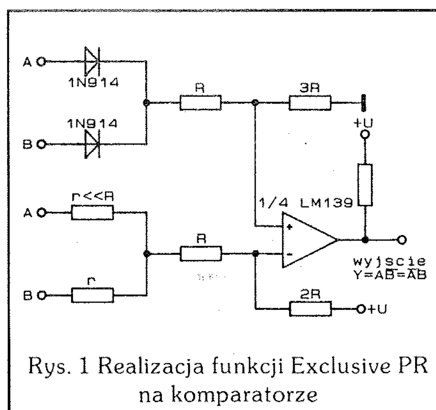
Na płycie czołowej urządzenia należy umieścić wyłącznik sieciowy SW1 ("isostat" lub prostszy w montażu – dźwigienkowy), amperomierz (M1), diody LED (D11 – "SIEĆ" i D12 – "+5V") oraz oczywiście zaciski wyjściowe, najlepiej tzw. laboratoryjne.

Wszystkie użyte rezystory (z wyjątkiem R11...R13) mają moc nominalną 0,25 W.

Leszek Madeja

Zamiana komparatora w przerzutnik

Okazjonalnie może się przydarzyć, że używając układów analogowych komparatorów (które zazwyczaj umieszczane są po kilka w jednym układzie scalonym) nie wykorzystujemy pełnej obsady układu scalonego. Dodatkowo jednak potrzebujemy zastosować pewne funkcje logiczne w urządzeniu. Możemy prosto w łatwy sposób zastosować nie wykorzystane komparatory do zbudowania funktorów logicznych lub nawet przerzutnika flip-flop (dwustabilnego typu D). Połączenia między komparatorami mogą wydawać się zagmatwane w pierwszej chwili, ale schematy są proste dla funkcji AND lub OR. Nawet funkcja Exclusive OR może być łatwo zbudowana w oparciu o pojedynczy komparator. Schemat realizacji funkcji Exclusive OR w oparciu o taki układ komparatora pokazano na Rys.1. W celu uzyskania układu realizującego funkcje Exclusive NOR należy jedynie zamienić (odwrócić) końcówki wejściowe do komparatora.



Rys. 1 Realizacja funkcji Exclusive PR na komparatorze

Wykonanie w oparciu o komparator przerzutnika typu D wymaga nieco więcej elementów zewnętrznych. Schemat realizujący przerzutnik przedstawia Rys.2. Jedynie kilka diod i rezystorów wystarcza do tego celu.

Działanie układu z Rys.2

Zakładamy, że układ ma wykazywać cechy układu typu zatrzask (latch). Założmy, że wejścia CL i D są na poziomie zera. Jeśli U_{1A} jest w stanie przewodzenia, wówczas prawdziwe są wyrażenia:

$$V_+ \approx \varnothing$$

oraz

$$V_- = U \frac{R_7}{R_6+R_7} = U \frac{100k}{100k+100k} = U*0.5$$

Jeśli natomiast układ U_{1A} nie przewodzi, wówczas prawdziwe są następujące równania:

$$V_+ = U \frac{R_3}{R_1+R_2+R_3} = U \frac{47k}{1k+24k+47k} =$$

$$=0.67 \cdot U$$

$$V_- = 0.5 \cdot U$$

Równania te demonstrują cechę zatrzasku spełnianą przez układ. Zakładamy, że układ ma wykazywać cechy przełączania. Ustalmy najpierw, że U_{1A} jest w stanie przewodzenia. Jeśli CL = U i D = ∅ wówczas prawdziwe są

$$V_+ \approx \varnothing$$

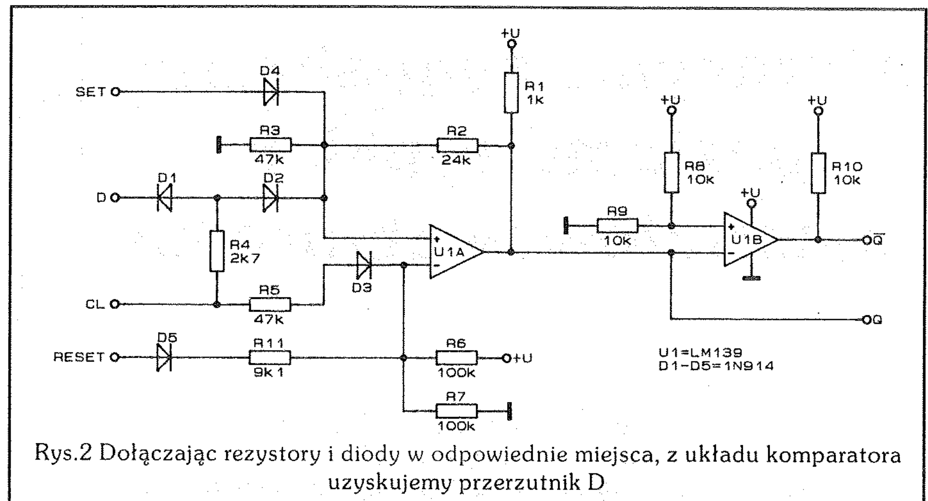
$$\frac{U-U_{D3}+V_-}{R_5} + \frac{U-V_-}{R_6} = \frac{V_-}{R_7}$$

Ignorując w ostatnim wyrażeniu napięcie diody U_{D3} otrzymujemy

$$V_- = 0.76[V]$$

Można się przekonać, że jeśli D=∅ wówczas wyjście nie zmieni swojego stanu. Przez podłączenie CL i D do napięcia U, oraz ignorując napięcie diody U_{D2} otrzymujemy

$$V_+ = U \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_3 + R_4(R_2+R_3)} = 0.85[V]$$



Rys.2 Dołączając rezystory i diody w odpowiednie miejsca, z układu komparatora uzyskujemy przerzutnik D

Wskutek tego, jeśli D = U, wówczas wyjście zmieni swój stan. Teraz załóżmy, że U_{1A} jest nieaktywny. Jeśli CL = U i D = ∅ wówczas po pominięciu napięcia diody U_{D3} otrzymamy

$$V_+ = 0.67 \cdot U \text{ oraz } V_- = 0.76 \cdot U$$

Wynik ten pokazuje, że jeśli D=∅ wyjście zmieni swój stan. Jeśli CL=U oraz D=U pomijając napięcia na diodach U_{D2} i U_{D3} otrzymamy

$$V_+ = 0.85 \cdot U \text{ oraz } V_- = 0.76 \cdot U$$

Teraz więc, jeśli D = U, wyjście nie zmieni swojego stanu.

Funkcje "Set" i "Reset" są również dostępne w tym układzie. Zauważyć jednak należy, że funkcja "Reset" jest nadrzędna w stosunku do wszystkich pozostałych z wyjątkiem funkcji "Set". Aby otrzymać w pełni układ przerzutnika D zastosowano układ komparatora U_{1B} w celu uzyskania odwróconego wyjścia $\overline{Q}$.

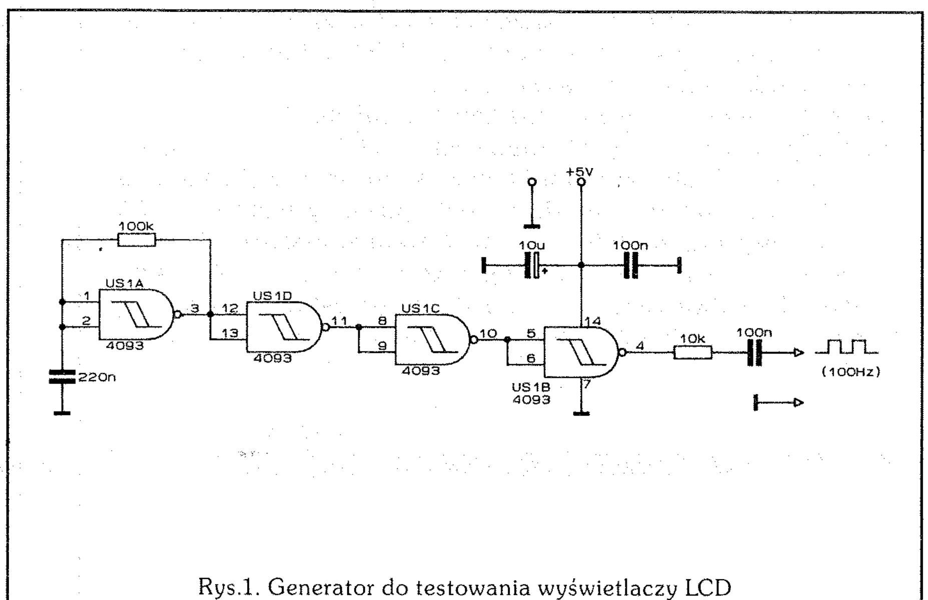
Aleksander Rode

Opracowano na podstawie: Electronic Design 2/90

Tester wyświetlaczy LCD

Wyświetlacze ciekłokrystaliczne (LCD) należy sterować wyłącznie napięciem zmiennym: o częstotliwości od 25 do 200 Hz i amplitudzie od 3 do 7 V. Długotrwałe (przez kilka ... kilkanaście sekund) przyłożenie napięcia stałego pomiędzy podłoże i elektrodę segmentu może spowodować zniszczenie wyświetlacza! Do testowania wyświetlaczy LCD lub do odszukania podłoża (BP) i elektrod poszczególnych segmentów w nieznanym wyświetlaczu LCD może służyć przedstawiony na Rys.1 generator przebiegu prostokątnego 100 Hz na układzie cyfrowym CMOS 4093.

Andrzej Kusiak



Rys.1. Generator do testowania wyświetlaczy LCD

Wibracyjny sygnalizator poziomu sypkich materiałów w zbiorniku

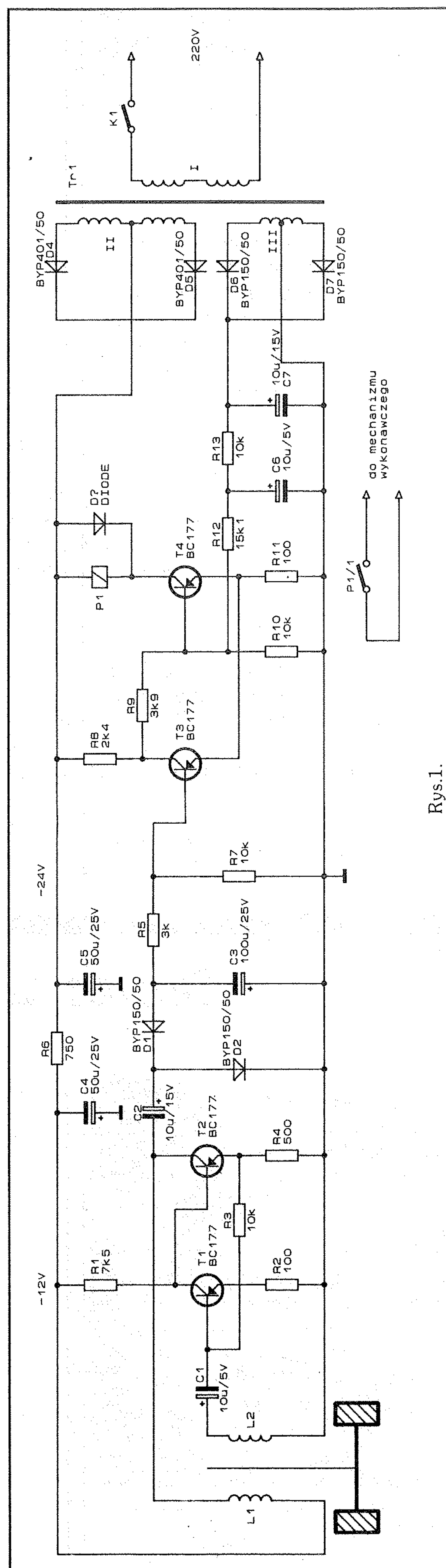
Przyrząd (schemat elektryczny na Rys.1) jest przeznaczony do sygnalizacji zadanego poziomu zasypania zbiornika.

Sygnalizator składa się z czujnika typu wibracyjnego (L1, L2), dwustopniowego wzmacniacza – generatora (T1, T2), prostownika sygnału napięciowego na diodach D1, D2, przerzutnika na tranzystorach T3, T4 i źródła zasilania – prostowników na diodach D4 – D7. Czujnik zbudowany jest w ten sposób, że po włączeniu zasilania przez cewkę L1 przepływa prąd, który powoduje przyciągnięcie do niej sprężystej blaszki znajdującej się w szczelinie między cewkami L1 i L2. Z powodu przemieszczania się blaszki zmienia się strumień magnetyczny, co powoduje wzbudzenie SEM w cewce L2. Tak powstałe napięcie dostaje się na bazę tranzystora T1, wzmacnia się i wraca do cewki L1, wzmacniając przyciągnięcie elastycznej blaszki. Przy zmaleniu prądu w cewce L1 blaszka zacznie przemieszczać się w przeciwną stronę pod wpływem siły sprężystości. Przy zbliżaniu się blaszki do cewki L2 prędkość jej ruchu zmniejsza się, a zatem zmniejsza się także prędkość zmiany strumienia magnetycznego, a więc i wartość napięcia na bazie tranzystora T1. Prowadzi to do tego, że maleje siła elektromagnetyczna przyciągająca blaszkę, która w pewnym momencie zatrzymuje się i zaczyna wracać do położenia wyjściowego. Znak napięcia wzbudzanego na wejściu wzmacniacza zmieni się i blaszka wejdzie w stan drgający i realizując dodatnie sprzężenie zwrotne we wzmacniaczu, przekształci go w generator. Częstotliwość generacji odpowiada częstotliwości mechanicznej blaszki.

Oscylacje elektryczne są prostowane diodami D1, D2 i utrzymują przerzutnik T3–T4 w stanie, w którym tranzystor T4 jest zatkany, a przekaźnik P1 w stanie spoczynku. Gdy tylko poziom zasypania osiągnie miejsce położenia czujnika, drgania blaszki będą zatrzymane, generacja oscylacji elektrycznych zerowana, przerzutnik zmieni swój stan, a przekaźnik P1 wzbudzi się i włączy odpowiedni mechanizm wykonawczy.

W charakterze czujnika można zastosować cewki i cały układ elektromagnetyczny wysokoomowych telefonów. Drgająca blaszka o rozmiarach 40/20/0.2mm powinna być wykonana ze sprężystej stali magnetycznej, a cewki powinny mieć po 1500 zwojów przewodu o średnicy 0.1mm. W transformatorze siłowym uzwojenie I zawiera 1840 zwojów przewodu o średnicy 0.12mm, uzwojenie II – dwa razy po 175 zwojów przewodu o średnicy 0.15mm, uzwojenie II – dwa razy po 90 zwojów przewodu o średnicy 0.12mm.

Robert Krzysztofek



Rys.1.

Woltomierz „cyfrowy"

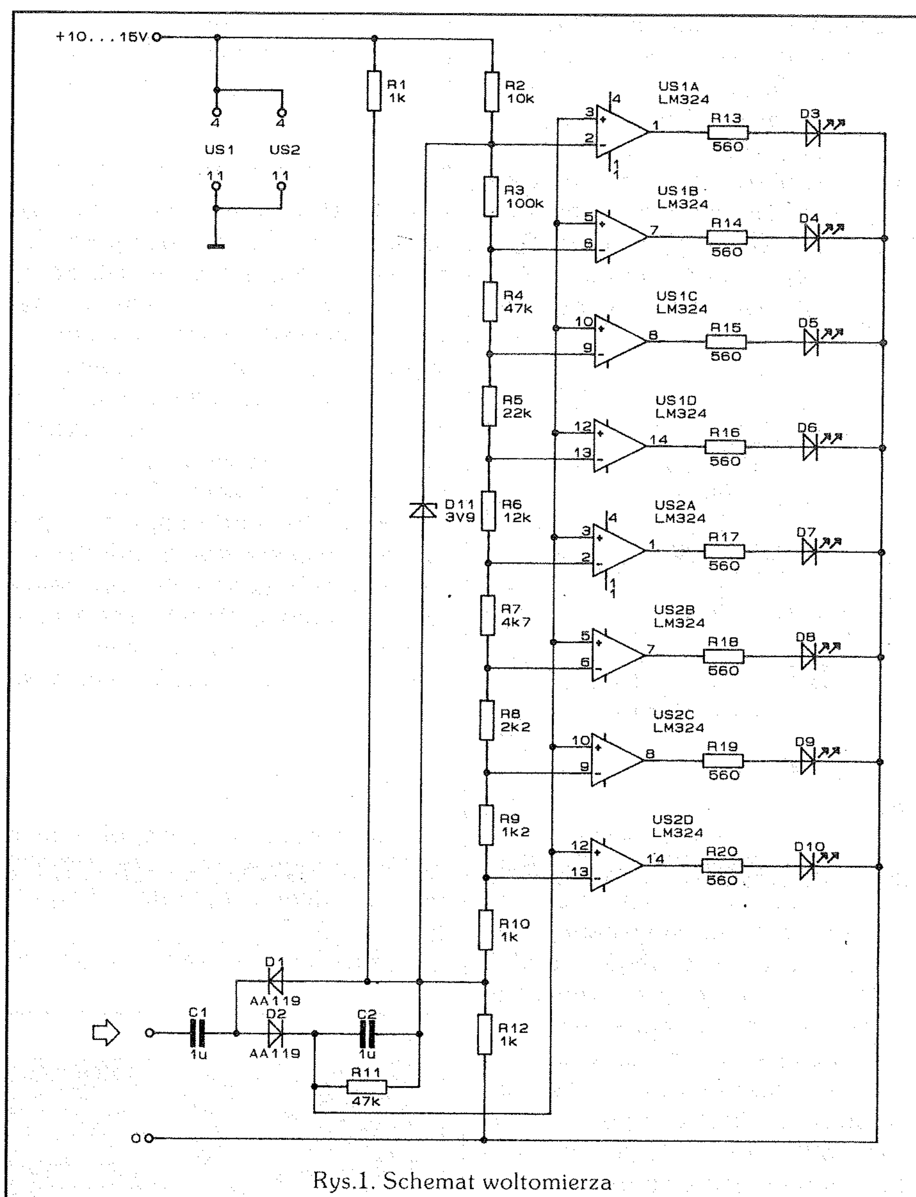
Ponieważ w sklepach jest obecnie dostępnych wiele układów scalonych, z których można całkiem prosto zbudować woltomierz o odczycie cyfrowym, interesujące będzie wykonanie podobnego przyrządu z elementów dyskretnych. Dzięki temu będziemy mogli poznać sposób, w jaki powstają wyniki pomiarów i lepiej zrozumieć działanie „prawdziwych" mierników.

Widoczny na schemacie woltomierz zbudowany jest z dwóch układów scalonych typu LM324, zawierających po cztery wzmacniacze operacyjne, które pełnią rolę komparatorów.

Wejście odwracające każdego wzmacniacza jest dołączone do odpowiedniego punktu w dzielniku napięciowym R3 – R10. Wytwarza on napięcia odniesienia. Wartości rezystorów zostały dobrane tak, że sąsiednie różnią się między sobą o 5 [dB]. R1 i R12 zapewniają to, iż napięcia odniesienia są wyższe niż połowa napięcia zasilania.

Na wejścia proste wzmacniaczy jest podawany wyprostowany (D1 i D2) sygnał wejściowy, którego poziom został podniesiony o wartość równą połowie napięcia zasilania.

Gdy poziom napięcia na nieodwracającym wejściu wzmacniacza zbliży się do potencjału wejścia inwertującego, wówczas wyjście tego układu znajdzie się w stanie wysokim i połączona z nim dioda zacznie świecić. Im większa będzie wartość sygnału mierzonego, tym więcej diod będzie się świecić. Jeśli jako D3 i D4 zamontujemy diody w kolorze czerwonym, wtedy układ może być wykorzystany jako prosty wskaźnik wartości szczytowej, sygnalizujący stan przekroczenia ustalonego progu przez sygnał wejściowy.



Rys.1. Schemat woltomierza

Napięcie zasilania powinno wynosić od 10 [V] do 15 [V]. Prąd pobierany przez miernik jest w znacznym stopniu zależny od tego, ile diod właśnie się świeci. Nie przekracza on jednak wartości 160 [mA] przy napięciu zasilania równym 10 [V] i 110 [mA] przy 15 [V].

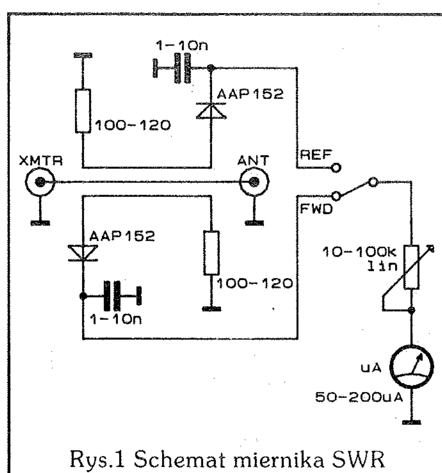
Witold Wrotek

Opracowano na podstawie: „Elektor Electronisc" July/August 1991

Jak zbudować reflektometr CB

Najczęściej stosowanym przyrządem do strojenia anten CB jest reflektometr – popularny SWR Meter, choć istnieją inne przyrządy, które pozwalają osiągnąć ten sam cel (nawet bardziej precyzyjnie).

Opisany reflektometr jest układowo podobny do tego, jaki najczęściej można spotkać w handlu. Cena jego waha się w granicach 200 tysięcy złotych, a więc taniej będzie wykonać go we własnym zakresie.



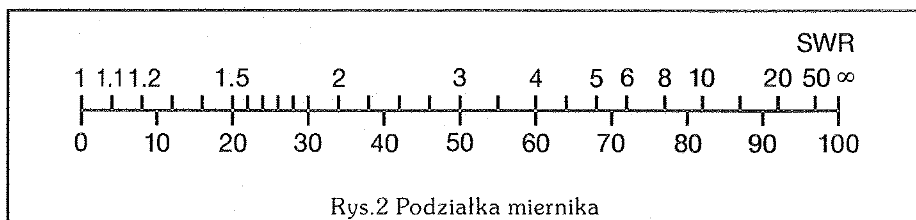
Rys.1 Schemat miernika SWR

Jak widać na schemacie i na płytce obwodu drukowanego składa się on z kierunkowego toru (linii paskowej), który jest włączony między źródło sygnału – nadajnik, a obciążenie – antenę. Wejście i wyjście przystosowane jest do współpracy z linią o impedancji falowej 50Ω. Równolegle do toru głównego biegną dwa pomocnicze tory pomiarowe, które po jednej stronie są połączone poprzez rezystory z masą, a końce ich z diodami prostowniczymi i kondensatorami filtrującymi. Najlepiej zastosować w układzie rezystory bezindukcyjne, kondensatory ceramiczne oraz diody generowane, które mają mniejszy spadek napięcia w kierunku przewodzenia (0.2÷0.3V) niż diody krzemowe.

Wyprostowane napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do amplitudy fali padającej (U_f) i do amplitudy fali odbitej (U_r). To stałe napięcie jest poprzez przełącznik doprowadzone do mikroamperomierza w szereg, z którym włączony jest potencjometr. Pracuje on tutaj w zasadzie jako rezystor nastawny i jego pokrętło wyprowadzone jest na płytę czołową urządzenia. Znajduje się tam również przełącznik, który ma położenie do pomiaru fali padającej oznaczone FWD (z angielskiego forward– naprzód) i położenie do mierzenia fali odbitej oznaczone REF (z angielskiego reflection – odbicie). Przy tym sposobie mierzenia zachodzi pomiar U_r/U_f, który odpowiada współczynnikowi odbicia r.

$$r = \frac{U_r}{U_f}$$

Zanim odczytamy współczynnik SWR z naszego miernika musimy go odpowiednio wyskalować zgodnie z Rys.2.



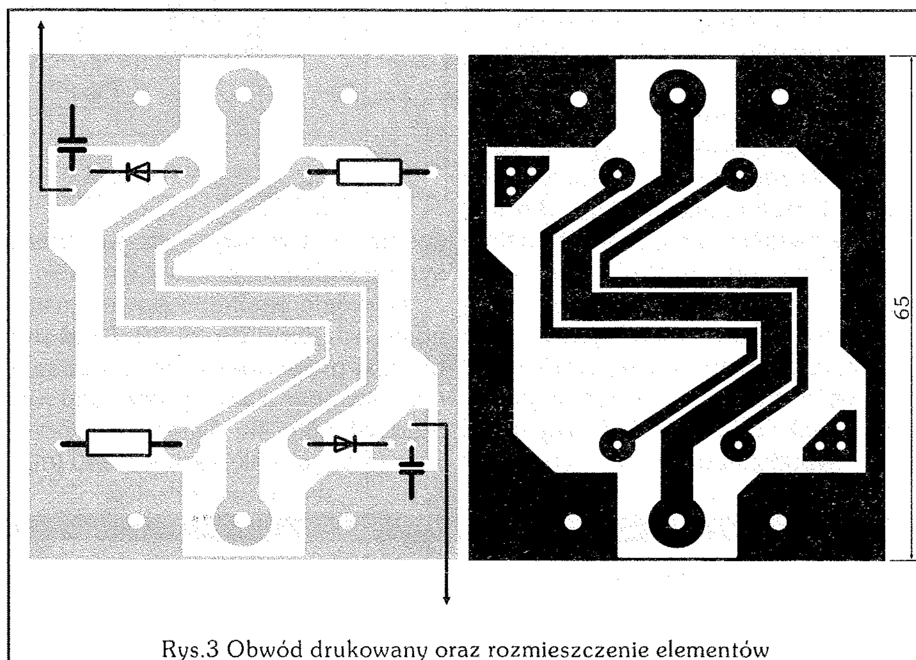
Rys.2 Podziałka miernika

Wzór do obliczenia współczynnika SWR wygląda następująco:

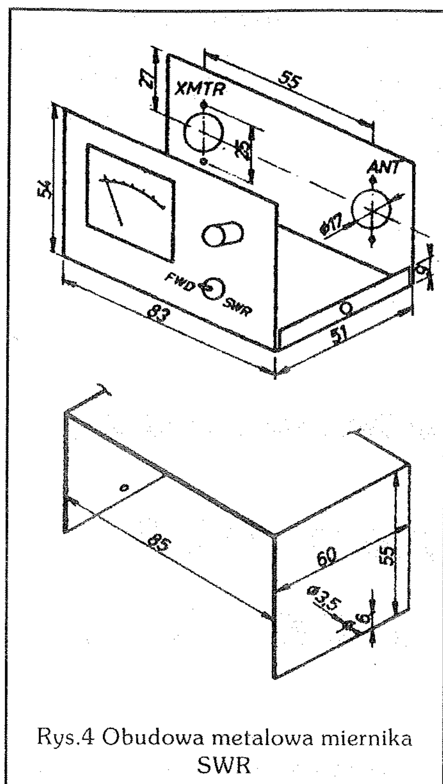
$$SWR = \frac{U_f + U_r}{U_f - U_r} = \frac{1 + \frac{U_r}{U_f}}{1 - \frac{U_r}{U_f}} = \frac{1+r}{1-r}$$

Tab.1
Wzajemna zależność między r, SWR i U_r/U_f

WEKTOR ODBICIA r	SWR	U_r/U_f
0.0	1.00	0.00:1
0.1	1.22	0.01:1
0.2	1.50	0.04:1
0.3	1.85	0.09:1
0.4	2.33	0.16:1
0.5	3.00	0.25:1
0.6	4.00	0.36:1
0.7	5.66	0.49:1
0.8	9.00	0.64:1
0.9	19.00	0.81:1
1.00		1.00:1

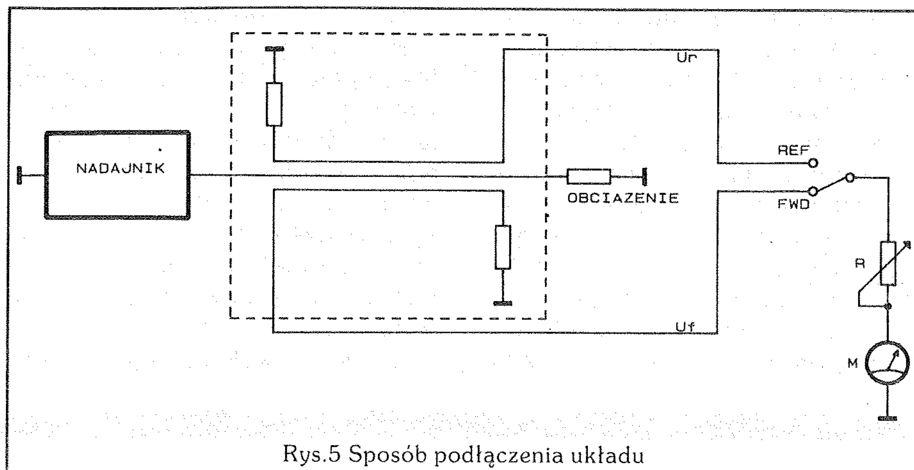


Rys.3 Obwód drukowany oraz rozmieszczenie elementów



Rys.4 Obudowa metalowa miernika SWR

Podczas pomiaru przełącznik ustawiamy najpierw w położenie FWD. Krótkim kablem (max. 50cm) łączymy wejście XMTR z nadajnikiem, a wyjście ANT z kablem antenowym (anteną). Po załączeniu nadajnika ustawiamy potencjometr w takim położeniu, aby wskazówka miernika wychylała się na ostatnią



Rys.5 Sposób podłączenia układu

działkę (często oznaczaną jako SET). Teraz ustawiamy przełącznik w położenie REF i odczytujemy SWR na podziałce miernika. Przy wartości większej niż 1.5 należy sprawdzić antenę. Urządzenie koniecznie należy umieścić w metalowej obudowie pokazanej na Rys.4.

Jeżeli jednak ktoś zdecyduje się na kupno, to trzeba wiedzieć, że można spotkać następujące mierniki:
- STABO Magnum SWR Meter
- TEAM SWR 1140A
- SIRTEL ROS 1
- CB MASTER SWR 20 (3.5÷50MHz)
- PAN SWR 200 (1.5÷150MHz)
- MASS + SOHN K-SWR 2

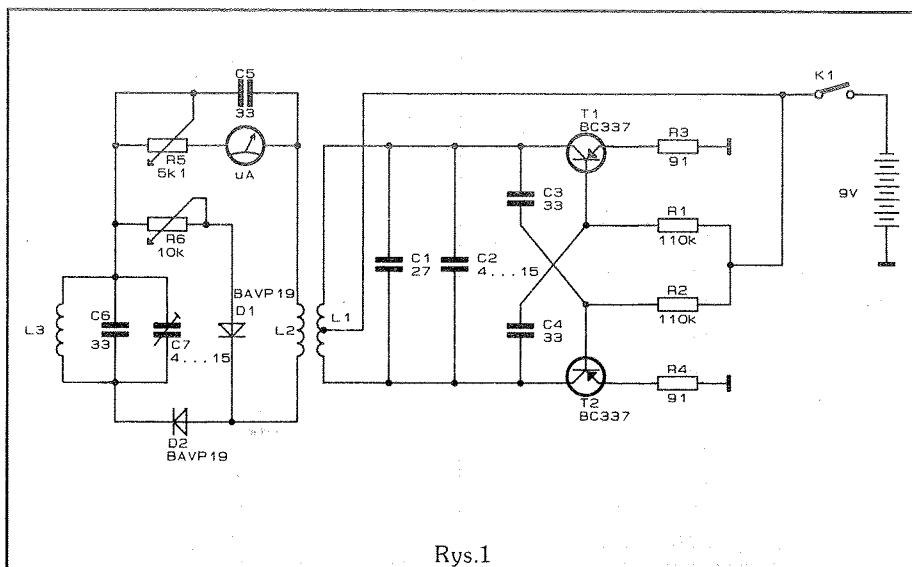
Niektóre firmy skalują mierniki tak, aby można było mierzyć również moc wyjściową nadajnika:
- SIREL ROS 30 10W/1.7÷30MHz
- CB MASTER SWR 30 10W/1.7÷30MHz
- CTE HQ 12 10W
- PAN SWR 220 10W/100W/1.5÷150MHz
- MASS + SOHN K-SWR 221P 10/100W/1.5÷150MHz

Witold Dąbrowski

AR A/3/92

Elektroniczny mikrometr

Przyrząd (Rys.1) składa się z wysokoczęstotliwościowego generatora i obwodu pomiarowego. Przeznaczony jest do pomiaru nawojowych lub montażowych przewodów. Pomiar następuje z pominięciem izolacji. Częstotliwość robocza generatora wykonanego na tranzystorach T1, T2 wynosi 15MHz. Generowane napięcie, poprzez wysokoczęstotliwościowy transformator L1, L2, przechodzi do obwodu pomiarowego. Podczas dodatnich półokresów tego napięcia prąd płynie tylko przez diodę D2, obwód rezonansowy L3, C6, C7, rezystor R5 i mikroamperomierz. Natomiast w czasie ujem-



Rys.1

nych półokresów prąd płynie przez diodę D1, rezystory R5, R6 i mikroamperomierz. Potencjometrem R6 można wyrównać oba, płynące w przeciwne strony prądy i ustawić wskazówkę mikroamperomierza w położeniu zerowym. Jeżeli mierzony obwód umieści się wewnątrz cewki L3, to zmieni się częstotliwość rezonansowa obwodu, a zatem i prąd płynący przez obwód. Zmiany prądu będą proporcjonalne do średnicy przewodu.

Prąd pełnego wychylenia miernika wynosi 100μA. Cewka L1 nawinięta jest na polistyrenowym karkasie o średnicy 10mm w postaci jednej warstwy zawierającej 21 zwojów drutu o średnicy 0.31mm z wyprowadzeniem ze środka. Cewka L2 nawinięta jest na cewce L1 i zawiera 10 zwojów takiego samego drutu.

Cewka L3 wykonana jest na ceramicznym karkasie o zewnętrznej średnicy 4mm a wewnętrznej – 2mm, w postaci jednej warstwy zawierającej 42 zwoje drutu o średnicy 0.2mm.

Robert Krzysztofek

Jak połączyć dwa komputery IBM łączem Centronics z jedną drukarką ?

Najbardziej popularnym łączem używanym do transmisji znaków z komputera do drukarki jest równoległe łącze firmy Centronics. Znaki przeznaczone do wydrukowania podawane są do urządzenia w postaci słów 7–mio lub 8–mio bitowych. Łącze to fizycznie składa się z 25 złączowego gniazda typu CANNON, w które wyposażony jest komputer IBM, 36–stykowe gniazdo typu 57–30360 firmy Amphenol, w które wyposażona jest drukarka oraz kabla połączeniowego, realizującego przejście ze złącza CANNON 25 na złącze 36 stykowe.

Przyporządkowanie styków wtyku CANNON –25 na wtyk AMP–57–30360 przedstawiono w Tabeli 1.

Rozmieszczenie sygnałów na stykach gniazda drukarki oraz charakter sygnałów wykorzystywanych w standardzie Centronics przedstawiono w Tabeli 2.

Poziomy logiczne sygnałów wykorzystywanych w łączu Centronics odpowiadają standardowi TTL, a sygnały po których występuje znak / oznacza stan aktywny niski.

Komunikacja komputera z drukarką za pośrednictwem standardu Centronics przedstawiona jest na Rys1.

Ustalony na szynie danych DATA łącza Centronics znak (bajt) wpisywany jest do drukarki sygnałem STROBE/ (stan aktywny niski), generowanym przez komputer. Czas trwania sygnału STROBE/ nie jest krótszy niż 0.5ms. Drukarka po przyjęciu bajtu generuje sygnał potwierdzenia ACK/ trwający ok.9ms. Jest to informacja potwierdzająca przyjęcie znaku oraz zezwalająca na przesłanie następnego słowa. Jeśli bufor drukarki jest zapełniony znakami do wydrukowania drukarka wystawia aktywny sygnał BUSY. Komputer przed wysłaniem kolejnego znaku testuje stan sygnału BUSY i jeśli jest on aktywny przechodzi do stanu oczekiwania na zezwolenie do przesłania następnego bajtu. Właściwe zależności czasowe sygnałów wykorzystywanych w łączu Centronics przedstawiono na Rys.1.

Należy wspomnieć także o pozostałych sygnałach standardu Centronics, a zwłaszcza o sygnale ERROR/. W przypadku wystąpienia błędów w działaniu samej drukarki

Tabela 1

Nr styku wtyku CANNON–25	Nr styku wtyku Amphenol
1	1
2	2
3	3
4	4
5	5
6	6
7	7
8	8
9	9
10	10
11	11
12	12
13	13
14	14
15	32
16	31
17	36
18	19
styki 18–25 zwarte	styki 19–26 zwarte

lub gdy z jakiś przyczyn nastąpiło zablokowanie jej pracy, sygnał ERROR/ przechodzi w stan aktywny przerywając dalszą komunikację po łączu Centronics. Sygnał ten jest wykorzystany w układzie umożliwiającym podłączenie dwóch komputerów do jednej drukarki. Sygnał BUSY jest aktywny również wówczas, gdy drukarka jest w stanie logicznego wyłączenia (off-line) lub w stanie uszkodzenia. W pierwszym przypadku sygnał SELECTED jest nieaktywny, w drugim aktywny jest sygnał ERROR/.

Tabela 2

Nr styku	Nazwa sygnału	Charakterystyka
1	STROBE/ (stan aktywny niski)	Wpisuje słowo danych do drukarki
2	DATA 1	LSB przesyłanego bajtu
3	DATA 2	
4	DATA 3	
5	DATA 4	8-mio bitowe słowo (znak)
6	DATA 5	
7	DATA 6	
8	DATA 7	
9	DATA 8	MSB przesyłanego bajtu
10	ACK/ (stan aktywny niski)	Drukarka potwierdza przyjęcie znaku (danej)
11	BUSY	Brak gotowości drukarki do odebrania kolejnego znaku
12	PAPER OUT	Brak papieru w drukarce
13	SELECTED	Drukarka w stanie ON-LINE
14,15		Nieużywane
16	GND	Masa cyfrowa
17	GROUND	Masa ochronna - uziemienie obudowy
18	+5V	Napięcie pochodzące od niektórych typów drukarek np.STAR
19-30	GND SIGNAL	Masa sygnałowa
31	RESET/	Zerowanie drukarki przez IBM
32	ERROR/	Sygnalizacja błędnej pracy drukarki
33-36		Nieużywane

Schemat układu drukującego znaki z dwóch komputerów na jedną drukarkę przedstawiono na Rys.2. W jego skład wchodzą:
- 3 gniazda typu CANNON -25
- układ generacji sygnału RESET/ z obu komputerów do jednej drukarki (U4A,U4B,U4D,U5A)
- 2 bufory LS244 na liniach wyjść komputerów nr1 i nr2 -DATA1 i DATA2(U1, U3)
- 2 przełączniki buforów danych DATA LS74 uaktywniane sygnałami STROBE1/ lub STROBE2/ wzajemnie wykluczające się U2A, U2B
- 2 bufory LS125 sygnałów STROBE1/ i STROBE2/ (U6A,U6B)
- bufor LS 244 dla sygnałów sterujących z drukarki do komputerów nr1 i nr2
- układ blokujący transmisję znaków przez jeden z komputerów w przypadku, gdy oba próbują drukować jednocześnie (U8A, U8B)

Opis układu

Układ umieszczony jest pomiędzy dwoma wyjściami typu Centronics dwóch komputerów, a wejściem do drukarki. Sprzęgnięty jest on od strony wejścia z komputerami dwoma kablami 2x wtyk CANNON-CANNON, od strony wyjścia natomiast z drukarką kablem wtyk CANNON - wtyk złącze AMP-57-30360 (tzw. wtyk Centronics).

W trakcie pracy każdy z komputerów może wydrukować na drukarce oddzielny tekst. Próba drukowania jednoczesnego z obu komputerów spowoduje wystąpienie błędu wydruku w tym komputerze, który jako drugi wystawi aktywny sygnał STROBE/, a więc uniemożliwi wydruk z tego komputera. Błąd wydruku zostanie spowodowany wystąpieniem aktywnego sygnału ERROR/ wygenerowanego z układu U8A-U8B.

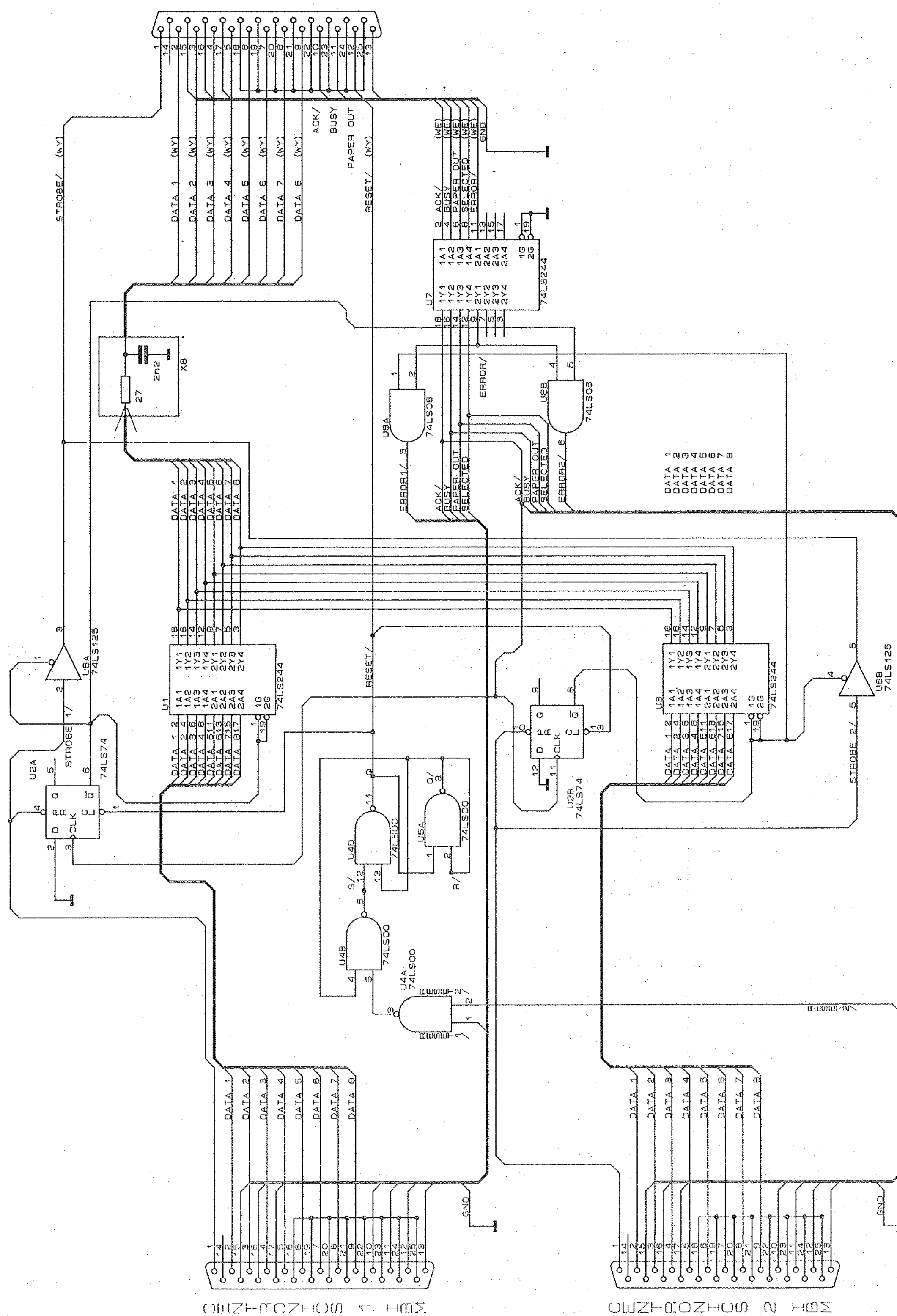
Zasada działania

Na wstępie załóżmy, że w pierwszej kolejności drukujemy z komputera nr 1. Komputer, z którego przesyłamy znak do drukarki ustawia na szynie DATA kod tego znaku (bajt), a następnie generuje po czasie nie krótszym niż 0.5ms sygnał STROBE1/ (sygnały blokujące transmisję są nieaktywne-BUSY1, ERROR1/) Sygnał STROBE1/ powoduje ustalenie stanu logicznego zera na wyjściu Q/ układu U2A. Sygnał ten z kolei powoduje uaktywnienie bufora DATA U1. Dane z tego komputera zostają przesłane do drukarki. Drukarka komunikuje się z komputerem za pośrednictwem sygnałów sterujących transmisją (ACK/, BUSY,PAPER OUT,SELECTED,ERROR/), występujących na odpowiednich stykach gniazd CANNON. Bufor DATA U1 jest aktywny, na czas potwierdzenia przyjęcia znaku przez drukarkę sygnałem ACK/. Aktywny sygnał potwierdzenia ACK/ spowoduje przepisanie stanu niskiego z wejścia D układu U2A na wyjście Q. Na wyjściu Q/ pojawi się więc stan wysoki, który spowoduje zablokowanie bufora DATA U1 (LS244). Bufor odblokuje aktywny sygnał STROBE1/ wpisujący do drukarki kolejny znak.

Stan niski na wyjściu Q/ układu U2A, który jest odpowiedzią na pobudzenie aktywnym sygnałem STROBE1/, oblokuje ponadto bufor sygnału STROBE1/ (U6A) oraz spowoduje ,że na wyjściu układu U8B pojawi się stan niski.Stan ten jest sygnałem ERROR2/ dla drugiego komputera i jest przyczyną wystąpienia błędu transmisji, interpretowanego jako "awaria drukarki", a więc wstrzymanie wydruku, jeśli taki był uruchamiany. W rzeczywistości drukarka jest sprawna, obsługuje jedynie w tym momencie komputer nr 1.

Sytuacja jest analogiczna dla przypadku próby wydruku z kom-

Nr	CENTRONICS	Nr	CENTRONICS
1	STROBE/ (WY)	9	DATA 8 (WY)
2	DATA 1 (WY)	10	ACK/
3	DATA 2 (WY)	11	BUSY/
4	DATA 3 (WY)	12	PAPER OUT
5	DATA 4 (WY)	13	SELECTED
6	DATA 5 (WY)	15	ERROR/
7	DATA 6 (WY)	16	RESET/ (WY)
8	DATA 7 (WY)	17	GDN



Nr	CENTRONICS 1	CENTRONICS 2	Nr	CENTRONICS 1	CENTRONICS 2
1	STROBE 1/	STROBE 2/	9	DATA 8	DATA 8
2	DATA 1	DATA 1	10	ACK/	ACK/
3	DATA 2	DATA 2	11	BUSY/ 1	BUSY/ 2
4	DATA 3	DATA 3	12	PAPER OUT	PAPER OUT
5	DATA 4	DATA 4	13	SELECTED	SELECTED
6	DATA 5	DATA 5	15	ERROR 1/	ERROR 2/
7	DATA 6	DATA 6	16	RESET 1/	RESET 2/
8	DATA 7	DATA 7	17	GDN	GDN

Rys.2

putera nr 2.

Komputer nr 1 stwierdza "awarię drukarki" i blokuje na ten czas wydruk. Sygnał STROBE2/ uaktywnia bufor DATA U3 oraz bufor STROBE2/ U6B. Powoduje ustalenie na linii sygnału ERROR1/ stanu niskiego (wyjście układu U8A). Stan ten trwa dopóty, dopóki nie przyjdzie potwierdzenie ACK/ z drukarki o odebraniu znaku. Przesłanie następnego znaku do drukarki spowoduje powtórzenie opisanej sytuacji od początku.

Należy jeszcze wpomnieć o jednej dość istotnej rzeczy. Każde włączenie drukarki "on-line" powoduje jej wyresetowanie. Każde włączenie komputera do sieci zeruje połączoną z nim wcześniej drukarkę.

Aby wyeliminować sytuację, w trakcie której następuje włączenie komputera, podczas gdy drugi jest w fazie drukowania, co spowodowałoby przerwanie wydruku i wyzerowanie drukarki układ wyposażony jest w specjalny blok generacji sygnału RESET/ do drukarki. Blok ten składa się z asynchronicznego przerzutnika RS z pamięcią zbudowanego z bramek NAND LS00. (U4A, U4B, U4D, U5A).

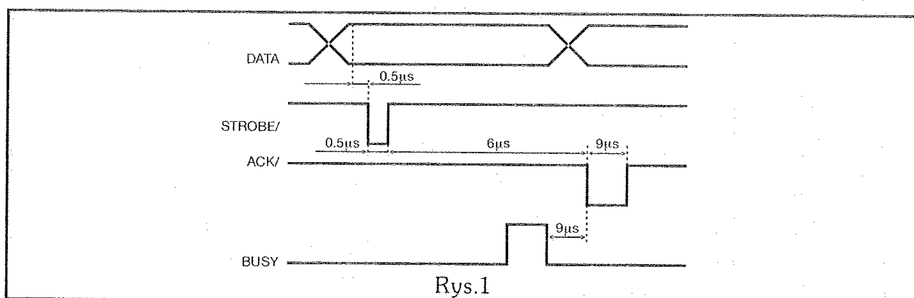
Blok ten jest fizyczną realizacją tablicy stanów przedstawionej w Tabeli 3.

Tabelę należy odczytywać następująco:
W pozycji 1):
Jeśli drukarka nie była wyzerowana $RESET_{(k-1)}$=0 i nie nastąpiło zerowanie od strony komputerów (nie były one włączone lub są włączone) RESET 1 IBM=0, RESET 2 IBM=0 to nie zeruj drukarki RESET DRUKARKI=0. Itd.

Dariusz Bieńkowski

Tabela 3

0 – oznacza, że nie ma zerowania 1 – oznacza, że komputer został włączony			0 – nie zeruj drukarki 1 – zeruj drukarkę
$RESET_{(k-1)}$	RESET 1 IBM	RESET 2 IBM	RESET DRUKARKI
1) 0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

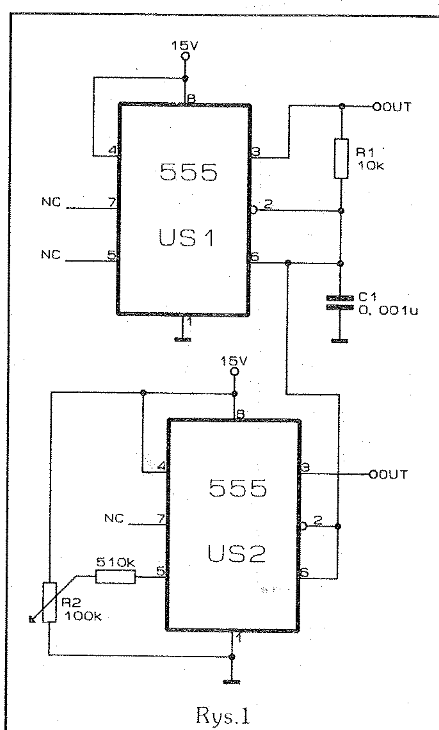


Rys.1

Generator z przesuwaniem fazy

Przedstawiony na Rys.1 obwód generuje parę przebiegów prostokątnych ze zmienną fazą między nimi. R1 i C1 ustalają parametry czasowe US1. Wyprowadzenia wyzwalające i progowe obu timerów są obsługiwane jednocześnie. Ponieważ oba układy są identyczne, powinny generować takie same przebiegi. Jednakże potencjometr R2 i rezystor 510kΩ zasilają prądem wejście sterujące US2, co w wyniku daje przesunięcie w fazie przebiegu wyjściowego względem przebiegu generowanego przez US1. Obwód nie jest jednak doskonały gdyż, zbocza ładujące i rozładowujące układu 555 nie są liniowe. Stąd wypełnienie przebiegu generowanego przez US2 będzie się zmieniać wraz ze zmianą fazy. W najgorszym przypadku, gdy któryś z progów przekroczy granice przebiegu ładowania i rozładowania, US2 przestanie generować.

Robert Krzysztofek



Rys.1

Katalog tranzystorów b. ZSRR (ciąg dalszy)

Tranzystory bipolarne
Tabela 4
Tranzystory N–P–N, małej mocy, średniej częstotliwości.

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/°C	β	Fgr MHz
ТМ10	10	20	20	3	150/60	20-60	20
ТМ10А	10	20	20	3	150/60	40-120	30
ТМ10Г	10	20	20	3	150/60	10-32	30
ТМ10Д	10	20	20	3	150/60	20-60	30
ТМ10Е	10	20	20	3	150/60	40-120	30
ТМ10Ж	10	20	20	3	150/60	80	30
2Т301Е	10	20	20	30	150/60	40-120	30
2Т301Ж	10	20	20	30	150/60	80-300	30
КТ301	10	20	20	3	150/60	20-60	20
КТ301А	10	20	20	3	150/60	40-120	20
П505	10	20	20	2	150/60	40-150	-
П505А	10	20	20	2	150/60	20-60	-
ТМ10Б	10	30	30	3	150/60	10-32	30
ТМ10В	10	30	30	3	150/60	20-60	30
2Т301Г	10	30	30	3	150/60	10-32	30
2Т301Д	10	30	30	3	150/60	20-60	30
КТ301Б	10	30	30	3	150/60	10-32	20
КТ301В	10	30	30	3	150/60	20-60	20
КТ301Г	10	30	30	3	150/60	10-32	30
КТ301Д	10	30	30	3	150/60	20-60	30
КТ301Е	10	30	30	3	150/60	40-120	30
КТ301Ж	10	30	30	3	150/60	80-300	30
П504	10	30	30	3	150/60	10-35	-
П504А	10	30	30	3	150/60	25-80	-
2ТМ103В	15	80	80	1.5	75/75	30-150	30
2ТМ103Г	15	80	80	3	75/75	10-50	30
2ТМ103Д	15	80	80	3	75/75	18-90	30
П307Б	15	80	80	3	250/20	50-150	20
П307Г	15	80	80	3	250/20	16-50	20
2ТМ103А	15	120	120	1.5	75/75	10-50	30
2ТМ103Б	15	120	120	1.5	75/75	18-90	30
2Т201В	20	10	10	10	150/105	30-90	10
2Т201Г	20	10	10	10	150/105	70-210	10
2Т201Д	20	10	10	10	150/105	30-90	10
КТ206Б	20	12	12	12	15/55	70-210	10
2Т201А	20	20	20	20	150/105	20-60	10
2Т201Б	20	20	20	20	150/105	30-90	10
КТ206А	20	20	20	20	15/55	30-90	10
2Т205Б	20	200	200	3	40/90	10-40	20
2Т205А	20	250	250	3	40/90	10-40	20
КТ201В	30	10	10	10	150/90	30-90	10
КТ201Г	30	10	10	10	150/90	70-210	10
КТ201Д	30	10	10	10	150/90	30-90	10
КТ201А	30	20	20	20	150/90	20-60	10
КТ201Б	30	20	20	20	150/90	30-90	10
П307В	30	60	60	3	250/20	50-150	20
П307	30	80	80	3	250/20	16-50	20
П307А	30	80	80	3	250/20	30-90	20
П308	30	120	120	3	250/20	30-90	20
П309	30	120	120	3	250/20	16-50	20
ТМ3В	50	15	15	10	75/25	20-60	5
ТМ3Г	50	15	15	10	75/25	40-120	5

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/°C	β	Fgr MHz
ТМ3Д	50	15	15	10	75/25	40-160	10
М3В	50	15	15	10	75/25	20-60	5
М3Г	50	15	15	10	75/25	40-120	5
М3Д	50	15	15	10	75/25	40-160	10
2Т215Е-1	50	20	-	5	50/35	40	5
КТ215Е-1	50	20	-	5	50/35	40	5
2Т215Д-1	50	30	-	5	50/35	80	5
КТ215Д-1	50	30	-	5	50/35	80	5
2Т215Г-1	50	40	-	5	50/35	40-120	5
КТ215Г-1	50	40	-	5	50/35	10-120	5
2Т215В-1	50	60	-	5	50/35	40-120	5
КТ215В-1	50	60	-	5	50/35	40-120	5
2Т215Б-1	50	80	-	5	50/35	30-90	5
КТ215Б-1	50	80	-	5	50/35	30-90	5
2Т215А-1	50	80	-	5	50/35	20	5
КТ215А-1	50	80	-	5	50/35	20	5
2Т215Е9	100	20	-	5	200/25	40	30
2Т215Д9	100	30	-	5	200/25	80	30
2Т215Г9	100	40	-	5	200/25	40-120	30
2Т215В9	100	60	-	5	200/25	40-120	30
2Т215Б9	100	80	-	5	200/25	30-90	30
2Т215А9	100	80	-	5	200/25	20	30

Tranzystory bipolarne
Tabela 5.1
Tranzystory P–N–P, małej mocy, wysokiej częstotliwości.

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/°C	β	Fgr MHz
ГТ322Г	5	15	15	-	50/25	50-120	50
ГТ322Д	5	15	15	-	50/25	20-70	50
ГТ322Е	5	15	15	-	50/25	50-120	50
ГТ322Б	10	6	25	-	50/25	50-120	80
П418И	10	6.5	-	0.3	50/60	60-170	200
П418К	10	6.5	-	0.3	50/60	60-170	200
П418Л	10	7	-	0.3	50/60	8-70	200
П418М	10	7	-	0.3	50/60	8-70	200
П417	10	8	-	0.7	50/25	24-100	200
П417А	10	8	-	0.7	50/25	65-200	200
КТ380В	10	9	-	4	15/25	30-90	300
ГТ309А	10	10	-	-	50/20	20-70	120
ГТ309Б	10	10	-	-	50/20	60-180	120
ГТ309В	10	10	-	-	50/20	20-70	80
ГТ309Г	10	10	-	-	50/20	60-180	80
ГТ309Д	10	10	-	-	50/20	20-70	40
ГТ309Е	10	10	-	-	50/20	60-180	40
ГТ310А	10	10	12	-	20/35	20-70	160
ГТ310Б	10	10	12	-	20/35	60-120	160
ГТ310В	10	10	12	-	20/35	20-70	120
ГТ310Г	10	10	12	-	20/35	60-120	120
ГТ310Д	10	10	12	-	20/35	20-70	100
ГТ310Е	10	10	12	-	20/35	60-120	100
ГТ322А	10	10	25	-	50/25	30-100	80
ГТ322В	10	10	25	-	50/25	20-120	50
П414	10	10	10	1	100/20	25-100	60
П414А	10	10	10	1	100/20	60-120	60
П414Б	10	10	10	1	100/20	100-200	60
П415	10	10	10	1	100/20	25-100	120
П415А	10	10	10	1	100/20	60-120	120
П415Б	10	10	10	1	100/20	100-200	120

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/°C	β	Fgr MHz
KT3104Г	10	15	15	3.5	15/35	15-90	200
KT3104Д	10	15	15	3.5	15/35	50-150	200
KT3104E	10	15	15	3.5	15/35	70-280	200
ГT328Б	10	15	15	0.25	50/25	40-200	300
ГT328B	10	15	15	0.25	50/25	10-50	300
KT349A	10	15	20	4	200/30	20-80	300
KT349Б	10	15	20	4	200/30	40-160	300
KT349B	10	15	20	4	200/30	120-330	300
KT380A	10	17	-	4	15/25	30-90	300
KT380Б	10	17	-	4	15/25	50-150	300
KT3104A	10	30	30	3.5	15/35	15-90	200
KT3104Б	10	30	30	3.5	15/35	50-150	200
KT3104B	10	30	30	3.5	15/35	70-280	200
2T392A-2	10	40	40	4	120/65	40-180	300
П401	20	10	-	1	100/20	16-300	30
П402	20	10	-	1	100/20	16-250	60
П403	20	10	-	1	100/20	30-100	120
П403A	20	10	-	1	100/20	16-200	120
П422	20	10	-	-	100/20	24-100	50
П423	20	10	-	-	100/20	24-100	100
2T360A-1	20	20	25	5	10/55	25-70	300
KT360A-1	20	20	25	5	10/55	20-70	300
П416	25	12	15	3	100/25	25-80	40

Witold Wrotek

c.d.n.

UWAGA!!!
NIESPODZIANKA
DLA PRENUMERATORÓW!!!

Wśród Czytelników, którzy zaprenumerują miesięcznik

NOWY ELEKTRONIK

na II półrocze 1993 roku, zostaną rozlosowane trzy mierniki cyfrowe.